

**BANCO DE PRUEBAS Y CONTROL PARA MOTORES DE INDUCCION DE
PEQUEÑA POTENCIA**

EDWIN VLADIMIR TORRES RINCON

**UNIVERSIDAD AUTONOMA DE OCCIDENTE
FACULTAD DE INGENIERIAS
DEPARTAMENTO DE AUTOMATICA Y ELECTRONICA
PROGRAMA DE INGENIERIA MECATRONICA
SANTIAGO DE CALI
2008**

**BANCO DE PRUEBAS Y CONTROL PARA MOTORES DE INDUCCION DE
PEQUEÑA POTENCIA**

EDWIN VLADIMIR TORRES RINCON

Trabajo de grado para optar al título de ingeniero mecatrónico

**Director
JOHNNY POSADA CONTRERAS
Ingeniero Electrónico**

**UNIVERSIDAD AUTONOMA DE OCCIDENTE
FACULTAD DE INGENIERIAS
DEPARTAMENTO DE AUTOMATICA Y ELECTRONICA
PROGRAMA DE INGENIERIA MECATRONICA
SANTIAGO DE CALI
2008**

Nota de aceptación:

Aprobado por el comité de grado en cumplimiento de los requerimientos exigidos por la universidad autónoma de occidente para optar el título de ingeniero mecatrónico

Ing. JOHNNY POSADA CONTRERAS

Director

Ing. ANDRES NAVAS

Jurado

Santiago de Cali, Mayo 30 de 2008

CONTENIDO

	Pág.
RESUMEN	13
INTRODUCCION	14
1. PLANTEAMIENTO DE LA MISION	16
1.1 DESCRIPCION DEL PRODUCTO	16
1.2 PRINCIPALES OBJETIVOS DE MARKETING	16
1.3 MERCADO PRIMARIO	16
1.4 MERCADO SECUNDARIO	16
1.5 PREMISAS Y RESTRICCIONES	16
1.6 PARTES IMPLICADAS	16
2. DESARROLLO CONCEPTUAL	17
2.1 IDENTIFICACION DE NECESIDADES	17
2.2 ESTABLECIMIENTO DE ESPECIFICACIONES DEL PRODUCTO	17
2.3 GENERACION DE CONCEPTOS	18
2.3.1 Clasificación del problema	18
2.3.2 Descomposición funcional	18
2.3.3 Exploración sistematizada	20
2.3.4 Selección de conceptos	20
3. ARQUITECTECTURA DE PRODUCTOS	24
3.1 SELECCIÓN DE LA ARQUITECTURA DEL PRODUCTO	24
3.1.1 Distribución geométrica	25
3.1.2 Tipo de modularidad	26

3.2 ARQUITECTURA DE SISTEMAS ELECTRONICOS	27
3.2.1 Modificación del circuito impreso del inversor trifásico	27
3.2.2 Diseño del impreso de la tarjeta del inversor	33
3.2.3 Diseño de un filtro para la eliminación de componente de alta frecuencia	34
3.2.4 Diseño y acondicionamiento del sensor de corriente	43
3.2.5 Sistema de desarrollo	51
3.2.6 Freno electromagnético	55
3.2.7 Selección del motor de inducción	57
3.2.8 Control escalar V/f	64
3.2.9 Selección y acondicionamiento del sensor de par	69
3.2.10 Selección y acondicionamiento del sensor de velocidad	72
4. PROTOTIPADO	74
4.1 SELECCIÓN DEL MATERIAL	74
4.2 DISEÑO DE PIEZAS	75
5. DISEÑO INDUSTRIAL	78
5.1 OBJETIVOS	78
5.2 EVALUACION ERGONOMIA	78
5.3 EVALUACION ESTETICA	78
5.4 DOMINIO DEL PRODUCTO	79
6. CONCLUSIONES	80
BIBLIOGRAFIA	81
ANEXOS	82

LISTA DE TABLAS

	Pág.
Tabla 1. Especificaciones preliminares del producto	17
Tabla 2. Matriz de tamizaje, Eliminación de componente de alta frecuencia	21
Tabla 3. Matriz de tamizaje, Administración de carga variable	22
Tabla 4. Matriz de tamizaje, Energía eléctrica	22
Tabla 5. Matriz de tamizaje, Modo de trabajo del material	23
Tabla 6. Sensibilidad eléctrica	48
Tabla 7. Características eléctricas	48

LISTA DE FIGURAS

	Pág.
Figura 1. Diagrama general del control de un motor de inducción	14
Figura 2. Caja negra del sistema	19
Figura 3. Descomposición funcional	19
Figura 4. Árbol de clasificación	20
Figura 5. Sistema físico – modular	24
Figura 6. Sistema electrónico modular	25
Figura 7. Layout sistema físico – modular	25
Figura 8. Layout sistema electrónico modular	26
Figura 9. Esquema general	26
Figura 10 Inversor trifásico	28
Figura 11. SPWM señal de referencia portadora	29
Figura 12. Tren de pulsos de disparo	29
Figura 13. SPWM + tercer armónico	31
Figura 14. Señal de salida en una fase para la técnica de modulación PWM más tercer armónico	32
Figura 15. Tren de pulsos SPWM + tercer armónico	33
Figura 16. Tarjeta impresa inversor trifásico	33
Figura 17. Respuesta de magnitud Vs frecuencia para filtros de segundo orden	34
Figura 18. Filtro Butter en diferente orden	35
Figura 19. Filtro PasaBajo	36
Figura 20. Filtro PasaAlto	36

Figura 21. Filtro PasaBanda	37
Figura 22. Filtro RechazaBanda	37
Figura 23. Filtro PasaBajo de segundo orden	38
Figura 24. Diseño de un filtro análogo en MATLAB	38
Figura 25. Diagrama de bode la función de transferencia	39
Figura 26. Filtro análogo en MATLAB	40
Figura 27. Respuesta del filtro	40
Figura 28. Diseño del filtro, 3 PasaBajo en cascada	42
Figura 29. Respuesta en frecuencia del filtro	42
Figura 30. Diseño de la etapa de filtrado	43
Figura 31. Bobina de Rogowski	44
Figura 32. Lámina semiconductora	45
Figura 33. Lámina semiconductora	45
Figura 34. Alimentación Dual	46
Figura 35. Sensor OpenLoop	47
Figura 36. Tiempo de respuesta	48
Figura 37. Distribución de pines	49
Figura 38. Características físicas	49
Figura 39. Recta característica	49
Figura 40. Amplificador no inversor	50
Figura 41. Layout sensor de corriente	50
Figura 42. Sistema de desarrollo	52
Figura 43. Esquemático del sistema de desarrollo	52

Figura 44. Diagrama de bloques del microcontrolador	54
Figura 45. Asignación de pines	54
Figura 46. Filtros en la entrada de alimentación	55
Figura 47. Características físicas y eléctricas	55
Figura 48. Dimensiones	56
Figura 49. Vista en explosión	56
Figura 50. Motor de inducción jaula de ardilla	57
Figura 51. Construcción del estator	58
Figura 52. Generación de un campo de estator rotatorio para un motor de dos polos	58
Figura 53. Generación de un campo de estator rotatorio para un motor de 4 polos	59
Figura 54. Rotor jaula de ardilla	60
Figura 55. Inducción de corriente y par del rotor	60
Figura 56. Grafica torque Vs velocidad	61
Figura 57. Corriente de línea Vs velocidad	62
Figura 58. Datos técnicos	64
Figura 59. Dimensiones	64
Figura 60. Relación voltaje/frecuencia para el control V/f	67
Figura 61. Muestro según el modo de operación del PWM	68
Figura 62. Capacidad y medidas del sensor de par TRS300	69
Figura 63. Dimensiones del sensor de torque TRS300	70
Figura 64. Especificaciones	70
Figura 65. AD620 en modo diferencial	71
Figura 66. Circuito impreso del sensor de par	71

Figura 67. Características del sensor de velocidad TB-720-2	72
Figura 68. Circuito inversor	73
Figura 69. Diseño impreso acondicionamiento sensor de velocidad	73
Figura 70. Curvas esfuerzo Vs deformación en aceros estructurales	74
Figura 71. Diseño general de la planta	75
Figura 72. Base principal	76
Figura 73. Base del sensor de par	76
Figura 74. Base freno electromagnético	76
Figura 75. Base Taco generador	77
Figura 76. Base chumacera	77
Figura 77. Borneras de control	77

LISTA DE ANEXOS

	Pág.
Anexo A. Introducción a CodeWarrior	82
Anexo B. Planos del Banco de pruebas	94
Anexo C. Fotos tarjetas	100
Anexo D. Fotos banco de pruebas	103
Anexo E. Financiación	104

RESUMEN

Los circuitos de doble conversión tienen como objetivo básico obtener una señal sinusoidal con amplitud y frecuencia variable a partir de otra con amplitud y frecuencia constante para servir como drive de sistemas como motores, fuentes de alimentación ininterrumpida (UPS), filtros activos etc. que requieren una señal de entrada con esas características para su funcionamiento y control. En estos sistemas, como su nombre lo indica, existen dos tipos de conversión: la conversión AC/DC y la conversión DC/AC. La conversión AC/DC convierte la tensión alterna de línea, que posee amplitud y frecuencia fija, en una señal de tensión continua. Esto se puede realizar con sistemas rectificadores estáticos o sistemas correctores de factor de potencia (PFC). Los primeros, debido a su no linealidad, devuelven armónicos de corriente a la línea de entrada, conllevando a que la señal de voltaje de línea se distorsione perjudicando así a otros equipos alimentados de la misma red. Esta distorsión se ve reflejada en un índice llamado Factor de Potencia. Con los segundos, se evita ese inconveniente ya que ponen en fase la corriente y el voltaje de línea y se eliminan las distorsiones en dicha corriente convirtiéndola en sinusoidal pura.

En la conversión DC/AC, se utiliza un circuito llamado puente inversor, que genera una señal alterna con frecuencia y amplitud variable a partir del voltaje continuo entregado por la etapa AC/DC. La eficiencia de la conversión, el contenido armónico en el voltaje alterno generado y las pérdidas por conmutación en el circuito, dependen directamente de la técnica de modulación utilizada para el control de los interruptores del puente.

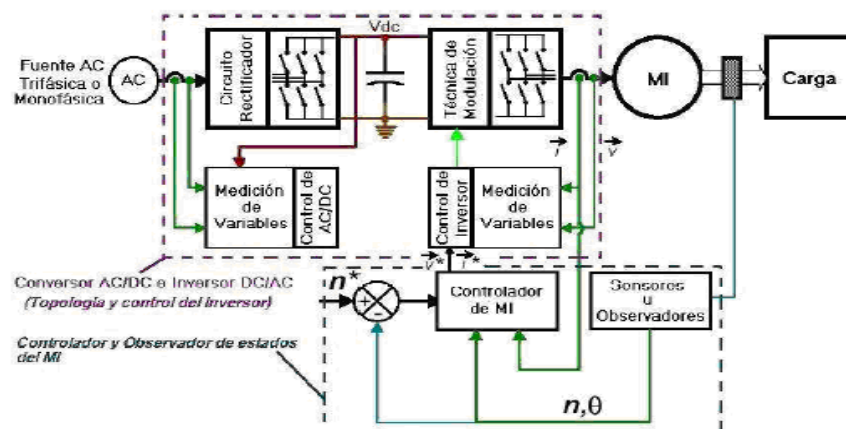
INTRODUCCIÓN

El motor de inducción (MI) es el más utilizado en la industria por su robustez, bajo costo, poco mantenimiento, adaptabilidad para ser utilizado en varias tipos de aplicaciones, etc. El MI consta de un rotor y un estator montado en cojinetes el cual se encuentra separado del estator por un entre hierro, en estas partes se alojan los bobinados estáticos del MI los cuales llevan corrientes alternas, dicha corriente es suministrado al bobinado del estator y por inducción al bobinado del rotor. Los MI de baja potencia monofásicos se usan en aplicaciones de domesticas como lavadores, neveras, etc. Los MI trifásicos se usan en la industria en aplicaciones como bombas, ventiladores, compresores, etc.

Debido a la universalidad del MI se hace necesario estudiar diferentes técnicas que permitan controlar su desempeño dinámico y energético. Para controlar las variables de un MI, bien sea la velocidad o par, es necesario la implementación de un sistema de doble conversión AC/DC/AC que genere tensiones y corrientes variables en magnitud y frecuencia.

Los sistemas de doble conversión constan principalmente de un rectificador (AC/DC) y un inversor (DC/AC), los cuales poseen diversas topologías que se diseñan en función a la potencia que se desea manejar. La eficiencia en la conversión de los inversores está relacionada con las técnicas de modulación del inversor y la topología seleccionada para su implementación, figura 1.1.

Figura 1: Diagrama general de un MI. Se resalta el sistema inversor y sistema controlador



MOHAN, Ned; UNDERLAND, Tore M. y ROBBINS, William P. Power electronics : converters, applications and design. 2 ed. New York : John Wiley & Sons, 1995. p. 79-112.

En general existen tres técnicas industriales para controlar el par o la velocidad del MI, Las cuales se van mencionando a continuación.

Control Escalar. En este tipo de control la relación U/F debe ser constante, con el objetivo de mantener I_m (Corriente de magnetización) constante ya que si disminuye se pierde par y si aumenta, habrían pérdidas en el hierro que saturarían el núcleo del motor, disminuyendo así el factor de potencia.

Control Vectorial. En este tipo de control, se pretende controlar el MI como un motor de DC donde las corrientes estatóricas y el flujo magnético en el MI, semejan la corriente de armadura y flujo de campo del motor de DC. Este tipo de control permite la regulación del par en todo rango de operación, sin embargo el modelo dinámico del MI es complejo, haciéndose uso de transformaciones y rotaciones de los sistemas coordenados (Transformación de Clarke y transformación de Park).

Control Directo de Torque (DTC). La diferencia entre el control vectorial y el control DTC, esta en la forma de generación de los patrones de conmutación., en donde esta no depende de una técnica de modulación específica sino de una tabla de patrones de conmutación óptimos. Esta técnica calcula el flujo y el par actual del motor, los cuales son realimentados a los controladores de par y flujo. La salida de estos controladores son señales de referencia a ser buscadas en la tabla de conmutación óptima.

Es por esta razón que se hace necesario de un modulo de pruebas que me permita interactuar con estas variables (par y velocidad) y un estudio de las técnicas de modulación del inversor de tensión la cual me permite, junto con el concepto de control escalar en lazo abierto, poder variar la velocidad y par de motores de inducción de baja potencia.

1. PLANTEAMIENTO DE LA MISION

1.1. DESCRIPCION DEL PRODUCTO

Se pretende diseñar y desarrollar un Banco de pruebas modular para motores de inducción de baja potencia en la cual se pueda trabajar laboratorios en temas como el control de velocidad y par.

1.2. PRINCIPALES OBJETIVOS DE MARKETING

- Proveer a la universidad y al departamento de automática y electrónica de una herramienta en la cual le ayude a captar con mayor eficiencia, la atención de los estudiantes en los cursos que ofrece el departamento.
- Diseñar un producto confiable y seguro que le permita al estudiante hacer prácticas relacionadas con el control de motores de inducción y así incrementar su interés en esta área.
- Vender una visión más agradable, segura y didáctica en el estudio de la electrónica de potencia.

1.3. MERCADO PRIMARIO

Los estudiantes de los programas de Ingeniería Mecatrónica y electrónica.

1.4. MERCADO SECUNDARIO

El producto también va dirigido a aquellos estudiantes que tengan una formación en ingeniería y quiera aprender o afianzar sus conocimientos en electrónica y control.

1.5. PREMISAS Y RESTRICCIONES

- Accesibilidad permanente.
- Manual de usuario.
- Disponibilidad de tutorías
- Implementación de nuevas tecnologías.
- Desarrollos e implementaciones propias.

1.6. PARTES IMPLICADAS

- Estudiantes y profesores.
- Operaciones de manufactura.

2. DESARROLLO CONCEPTUAL

El desarrollo conceptual comienza con la identificación de las necesidades del cliente la cual ya son necesidades planteadas y en las cuales se basa el proyecto.

2.1. IDENTIFICACION DE NECESIDADES

- Se requiere generar fuerza y velocidad angular.
- Se requiere administrar una carga variable al sistema
- Se requiere medir el par generado por una carga variable.
- Se requiere medir velocidad angular.
- Se requiere de una estructura donde pueda alojar todos los anteriores.
- Se requiere eliminar componentes de alta frecuencia en la señal de AC.
- Se requiere un dispositivo donde pueda sensor corriente.
- Se necesita mejoras en el hardware del inversor.

2.2. ESTABLECIMIENTO DE LAS ESPECIFICACIONES DEL PRODUCTO

Su base son las necesidades del cliente, la cual nos permitirá establecer unas métricas que me permitan especificar el producto.

Tabla 1. Especificaciones preliminares del producto

#métrica	Métrica	imp	Units
1	Se requiere generar fuerza y velocidad angular.	4	N,rpm
2	Se requiere administrar una carga variable al sistema.	4	N
3	Se requiere medir el par generado por la carga.	4	N
4	Se requiere medir velocidad angular.	4	Rpm
5	Se requiere una estructura donde pueda alojar todos los anteriores elementos.	4	E
6	Se requiere eliminar componentes de alta frecuencia en la señal de AC.	4	Hz
7	Se necesita sensor corriente.	4	I
8	Se necesita mejorar el hardware del inversor.	4	E
9	Se necesita organizar todos los elementos que permitan una interacción modular.	4	E

2.3. GENERACION DE CONCEPTOS

En esta fase se parte de las necesidades, el planteamiento de la misión y algunas especificaciones preliminares que se obtuvieron en los pasos anteriores en el proceso de diseño.

2.3.1. Clarificación del problema

- **Descripción del producto.** Se pretende diseñar un banco de pruebas modular para trabajar motores de inducción de baja potencia.

- **Necesidades**

- Se requiere generar fuerza y velocidad angular.
- Se requiere administrar una carga variable al sistema.
- Se requiere medir el par generado por la carga.
- Se requiere medir velocidad.
- Se requiere una estructura donde pueda alojar todos los elementos ya descritos.
- Se requiere eliminar componente de alta frecuencia en la señal del AC.
- Se necesita sensar corriente.
- Se necesita mejorar el hardware del inversor.
- Se necesita organizar todos los elementos descritos, permitiendo una iteración modular.

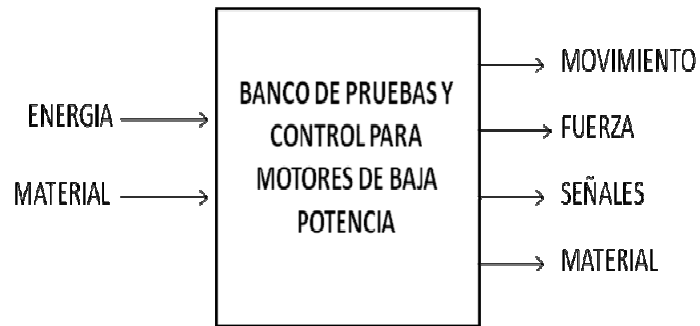
- **Especificaciones**

- Velocidad en rpm.
- Carga y par administrado en newton (N).
- Estructura que no permita vibraciones.
- Eliminación de componente de alta frecuencias. Frecuencias mayores a 180Hz.
- Sensor corriente menores a 12.5 A.
- Hardware modular y práctico.

2.3.2. Descomposición funcional

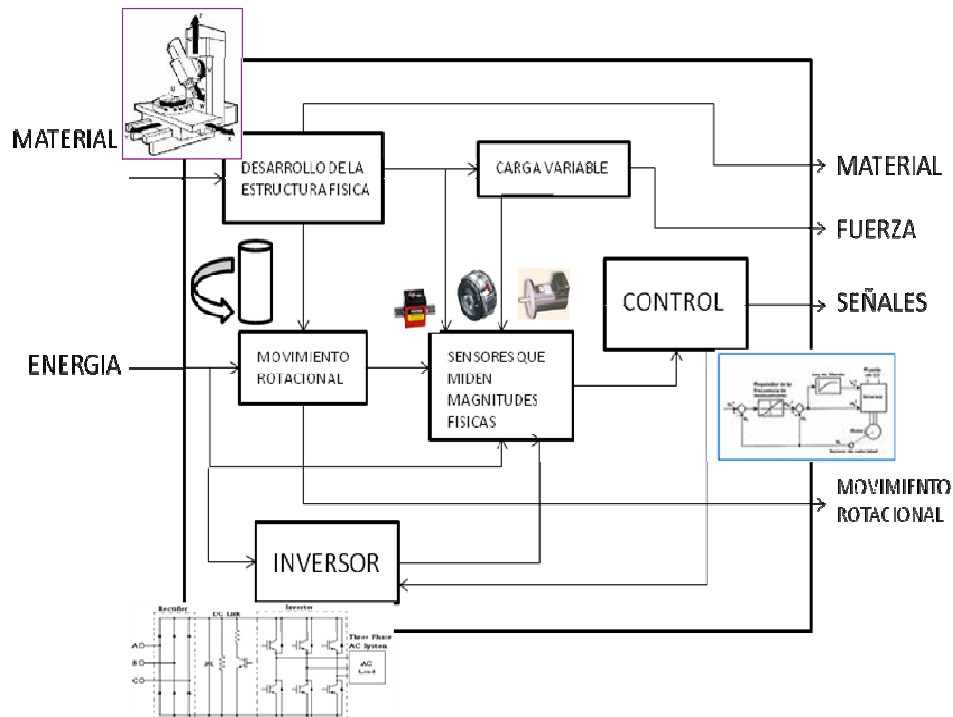
- **Caja Negra.** En la figura 1, se representa el problema como una caja negra operando sobre material, energía y flujo de señales.

Figura 2. Caja negra del sistema



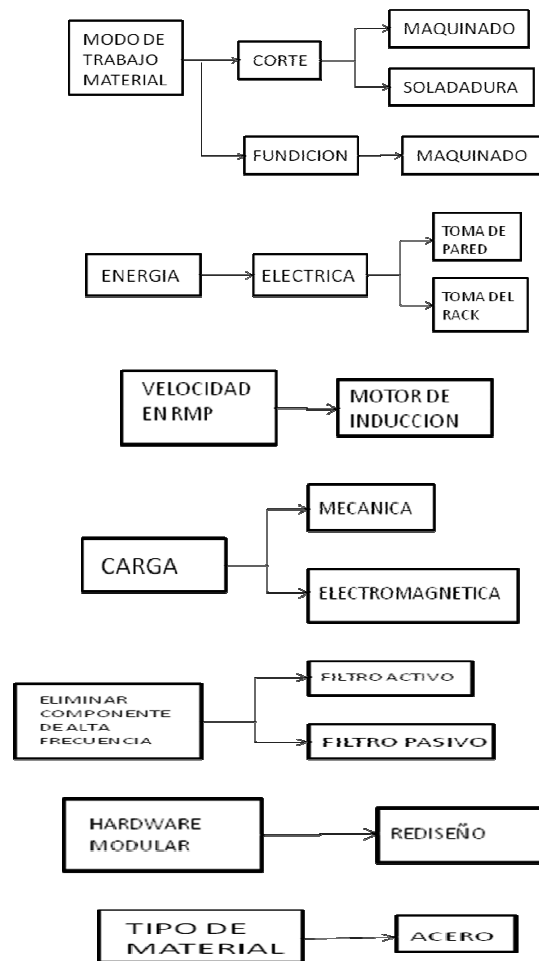
- **Diagrama funcional.** Se crea el diagrama funcional del dispositivo basado en sub- funciones conocidas donde se pretende seguir un flujo y determinar operaciones anteriores y posteriores para obtener los resultados esperados.

Figura 3. Descomposición funcional



2.3.3. Exploración sistematizada. Todos los concepto generados en las etapas anteriores, deben ser analizados sistemáticamente de tal manera que se puedan organizar y sintetizar en un árbol de clasificación.

Figura 4. Árbol de clasificación - Especificaciones



2.3.4. Selección de conceptos. Para la selección de conceptos se usa una matriz de tamizaje y posteriormente se evalúan en una matriz de calificación de conceptos. Este método me permite tomar decisiones basadas en investigaciones, criterios de viabilidad y disponibilidad de la tecnología.

- **Matriz de tamizaje.** Este método estructurado de selección me permite:
- Establecer criterios de selección.
- Seleccionar conceptos de referencia
- Establecer pesos y ponderaciones a los criterios.

- Calificación de los conceptos.
- Asignación de posiciones.
- Evaluación y eliminación de criterios.
- Reflejar los resultados en el proceso.

A continuación se desarrolla este método a cada uno de los criterios seleccionados en el árbol de clasificación, aplicándole el siguiente tamizaje:

Tamizaje:

+ = Mejor que...

0= Igual que...

- = Peor que...

- **Eliminación de componente de alta frecuencia**

Tabla 2. Matriz de tamizaje, Eliminación de componente de alta frecuencia

Criterio de selección	Variante de concepto	
	Filtro pasivo	Filtro activo
Ganancia	-	+
Economía	+	-
Implementación	+	-
Atenuación	-	+
Positivos	2	2
Iguales	0	0
Negativos	2	2
Total	0	0
Continuar	NO	SI

Evaluando este criterio vemos que la matriz de tamizaje no nos permite asignar una posición a las variantes de conceptos entre el filtro activo y el filtro pasivo. Para determinar una posición, se tomaron criterios de importancia, y se determino que el filtro activo es la mejor opción a implementar, ya que me permite manipular mejor la ganancia y la atenuación del sistema, características claves en el momento de su funcionamiento.

- **Administración de carga variable**

Tabla 3. Matriz de tamizaje, Administración de carga variable

Criterio de selección	Variante de concepto	
	Mecánica	Electromagnética
Variabilidad	-	+
Economía	+	-
Implementación	-	+
Positivos	1	2
Iguales	0	0
Negativos	2	1
Total	-1	1
Continuar	NO	SI

En la evaluación de este criterio, podemos concluir que la mejor posibilidad de administrarle carga al sistema era con un freno electromagnético, ya que este me permite fácil manipulación de señal y carga.

- **Velocidad en rpm.** En este criterio no se hace necesario una matriz de tamizaje, ya que es una característica básica y de suma importancia en el desarrollo de los objetivos del proyecto. De tal manera que se trabajara con un motor de inducción de baja potencia.

- **Energía Eléctrica**

Tabla 4: Matriz de tamizaje, Energía eléctrica

Criterio de selección	Variante de concepto	
	Toma de pared	Rack
Menor variabilidad	-	+
Facilidad	-	+
Implementación	+	-
Seguridad	-	+
Positivos	1	3
Iguales	0	0
Negativos	3	1
Total	-2	2
Continuar	NO	SI

En la evaluación de este criterio; tomar la alimentación del sistema por medio de un Rack diseñado para proveer tanto protección como facilidad para la toma de señales AC o DC según sea conveniente, es la opción más viable.

- **Hardware modular.** En este criterio no vamos a evaluarlo en un matriz de tamizaje, ya que pertenece a uno de los objetivos del proyecto. Consiste en la organización de los elementos mecánicos y electrónicos de tal manera que permita el fácil desarrollo de laboratorios, el cual es uno de los objetivos finales del proyecto. También el mejoramiento del hardware existente, como lo es el Inversor, el driver del inversor y su interfaz con el usuario.

- **Tipo de material.** El material más usado para construcción de estructuras en el mundo es el acero. Entre sus ventajas esta la gran resistencia a la tensión, compresión y costo razonable. De tal manera que es el material ideal en el desarrollo estructural del proyecto y por esta razón no se hace necesario analizarlo en una matriz de tamizaje con otros materiales.

- **Modo de trabajo del material**

Tabla 5. Matriz de tamizaje, Modo de trabajo del material

Criterio de selección	Variante de concepto	
	Corte	Fundición
Costo	-	+
Facilidad de trabajo	-	+
Positivos	0	1
Iguals	0	0
Negativos	1	0
Total	-2	2
Continuar	NO	SI

Seccionar el material en pequeñas láminas de espesor comerciales para después unirlos como una sola estructura, parece ser la mejor opción como lo muestra la tabla de tamizaje. Además la diferencia de costos es notable.

3. ARQUITECTURA DE PRODUCTOS

En esta fase del diseño, se toman los conceptos seleccionados y se ubican en módulos funcionales los cuales constituirán los elementos básicos del producto y el análisis de sus interacciones.

3.1. SELECCIÓN DE LA ARQUITECTURA DE PRODUCTOS

La selección de la arquitectura se relaciona con la planificación y desarrollo de conceptos del producto tales como:

- Cambios del producto debido a actualizaciones, adiciones, adaptaciones, deterioro por uso, consumo, etc.
- Variedad del producto
- Estandarización
- Desempeño
- Costo de manufactura
- Dirección del proyecto
- Sistema de ingeniería

Teniendo en cuenta estos conceptos, se escoge una **arquitectura modular**, ya que es permisible a los cambios de producto que puedan presentarse posteriormente.

Los objetivos del proyecto también enfocan en una arquitectura modular, ya que su principal objetivo es la realización de laboratorios donde se necesita montar y desmontar módulos según su aplicación.

Figura 5. Sistema físico – modular

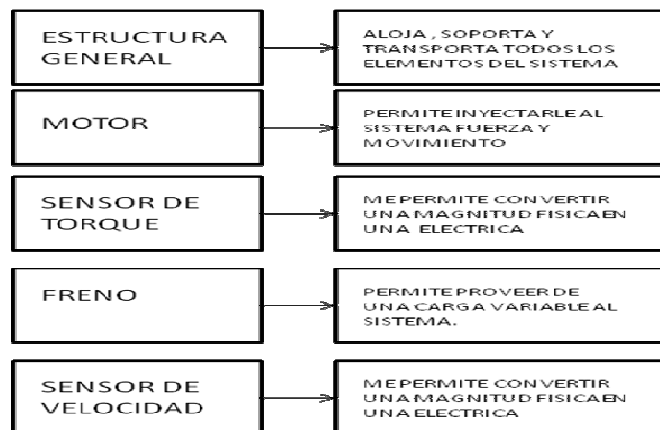


Figura 6. Sistema electrónico modular



La arquitectura modular implementa una o varias funciones, teniendo en cuenta que la interacción entre ellos este bien definida. Tiene la ventaja de la simplicidad y reutilización para una plataforma de productos.

3.1.1. Distribución geométrica. La distribución geométrica permitirá tener un bosquejo del orden y la ubicación de todos los elementos que lo componen, además me permitirá seguir una lógica en la funcionalidad del todo el sistema, facilitando su aplicación individual y en conjunto.

Figura 7. Layout sistema físico modular

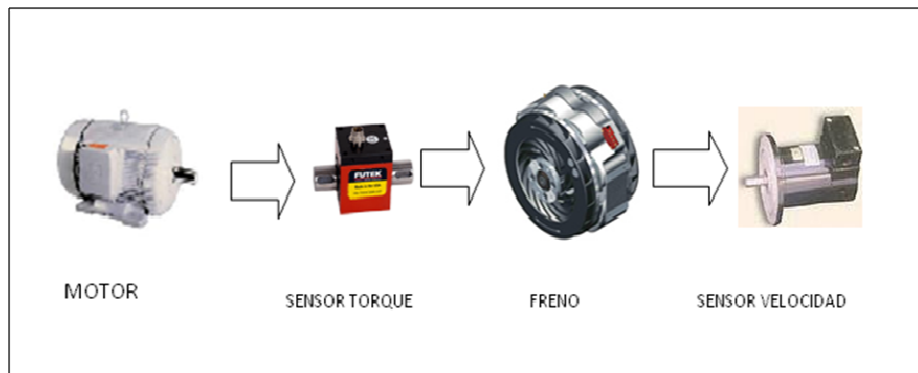
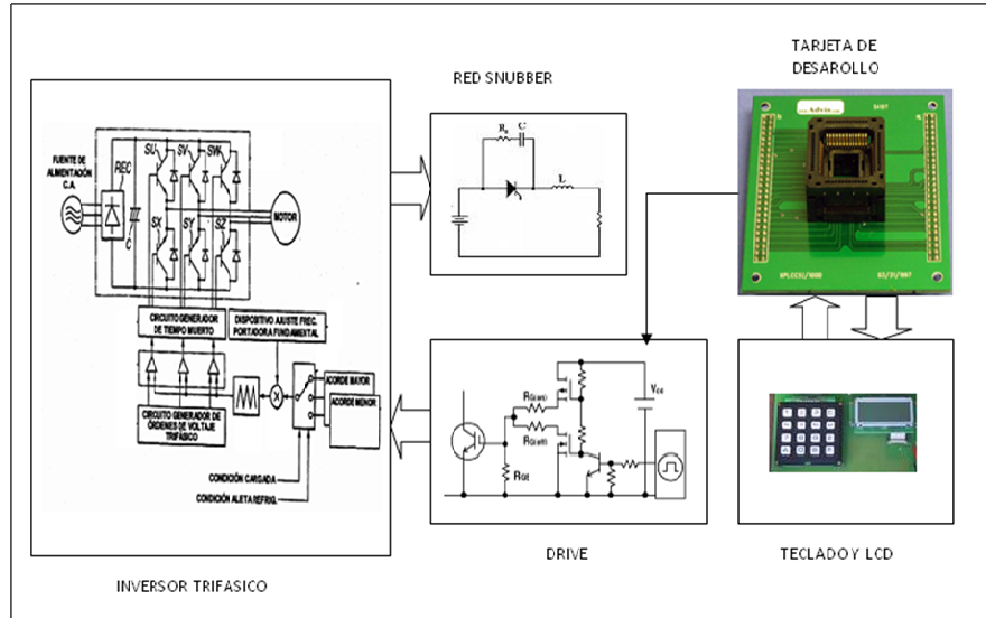
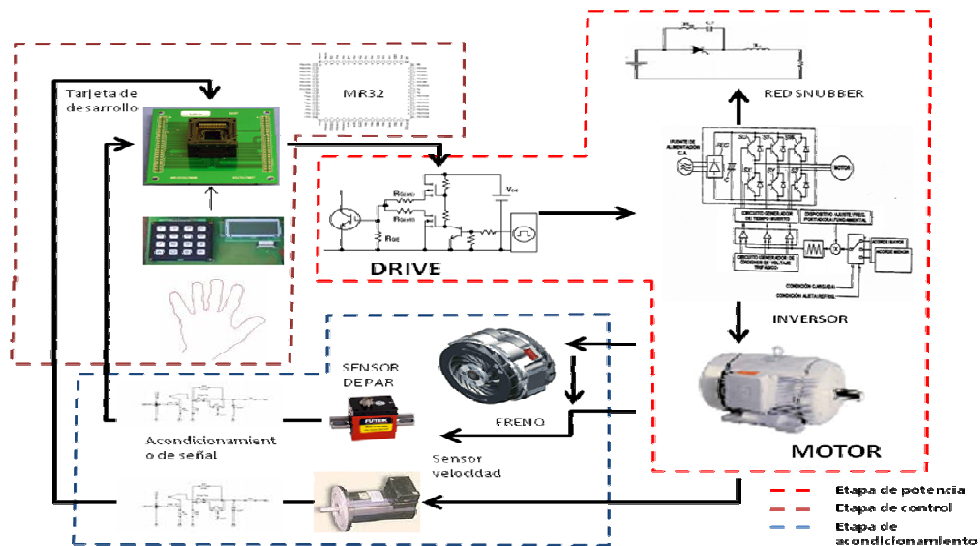


Figura 8. Layout sistema electrónico modular



3.1.2. Tipo de modularidad. El tipo de modularidad es intercambiable, ya que permite interactuar con otros módulos de manera sencilla y rápida.

Figura 9. Esquema general



En la figura 9 se puede observar de manera conjunta los conceptos seleccionados y en general su función e interconexión, la cual permite un análisis de cada una de sus etapas.

En la etapa de control se encuentran datos de entrada, procesamiento de señales y salida de datos y señales que gobiernan todo el sistema. En la etapa de acondicionamiento, encontramos los sensores de velocidad y por los cuales entregan una salida eléctrica a una magnitud física el cual se toma como referencia, con participación activa del freno, para ejercer un sistema de control que me permita interactuar con estas variables.

3.2. ARQUITECTURA DE SISTEMAS ELECTRONICOS

En esta fase de diseño, la idea inicial de lo que se quiere realizar se convierte en un documento preliminar que sirve de base para evaluar la viabilidad técnica y económica del proyecto.

Se identifican con detalle y se documentan todas las funciones que debe realizar el circuito. Se determina la CPU, almacenamiento de datos, interfaces de entrada/salida analógicas y digitales, interfaces de potencia, interfaces con el usuario y comunicación externa con la fuente de alimentación.

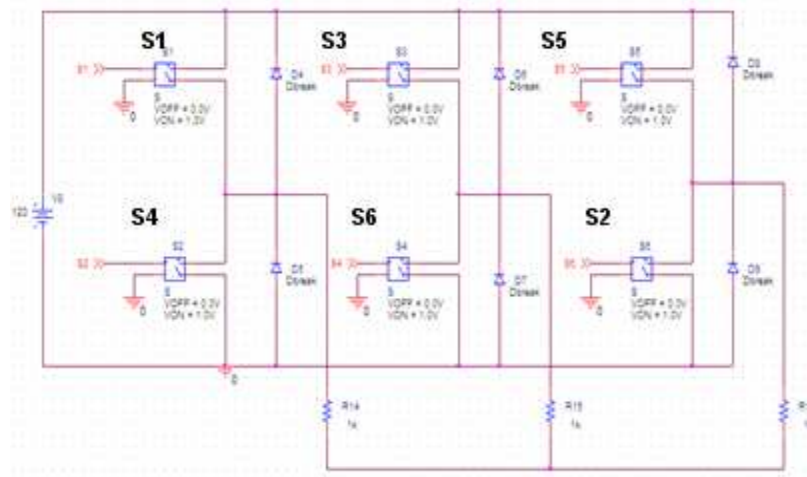
Entre los sistemas electrónicos encontramos:

- Modificación del circuito impreso del Inversor trifásico, fase de potencia.
- Diseño de un filtro para eliminación de componente de alta frecuencia.
- Diseño y acondicionamiento del sensor de corriente.
- Sistema de desarrollo
- Freno electromagnético
- Selección del motor de inducción
- Control Escalar U/F.
- Selección y acondicionamiento sensor de torque
- Selección y acondicionamiento sensor de velocidad

3.2.1. Modificación del circuito impreso del inversor trifásico, fase de potencia

- **Inversor Trifásico.** Los inversores son circuitos que convierten la corriente continua en corriente alterna. Más exactamente, los inversores transfieren potencia desde una fuente de continua a una carga de alterna.

Figura 10. Inversor trifásico



La figura 10 muestra un circuito que genera una salida de alterna trifásica a partir de una entra de continua. La aplicación principal de este circuito es el control de velocidad de los motores de inducción, donde se varía la frecuencia de salida.

Los interruptores S1 y S4 se abren y se cierran de forma complementaria al igual que los pares (S2, S5) y (S3, S6). Estos pares de interruptores deben estar coordinados de manera que no estén cerrados al mismo tiempo, lo que daría como resultado un corto circuito en la fuente. Cuando los IGBT's esta conmutando se generan grandes pico de voltaje y de corriente que podrían dañar los dispositivos y bajar su desempeño. Para este fin se diseñan circuitos de protección llamados redes Snubber que me permiten la protección y mejoran el rendimiento de los dispositivos de conmutación. Las características de las redes Snubber son:

- Reduce o elimina voltajes y corrientes pico.
- Limita el di/dt o dV/dt .
- Reduce las perdidas por la conmutación de los dispositivos.
- Transfiere la disipación de potencia a una resistencia o a una carga conveniente.

- **Técnicas de modulación**

- **Modulación sinusoidal por ancho de pulso (SPWM).** En esta técnica de modulación, el ancho de cada pulso varía en proporción con la amplitud de una onda sinusoidal evaluada en el centro del mismo pulso. Las señales de disparo, se generan al comparar una señal sinusoidal de referencia, con una portadora triangular de frecuencia f_c . Este tipo de modulación se utiliza generalmente en aplicaciones industriales.

Figura 11. SPWM Señal de referencia y portadora

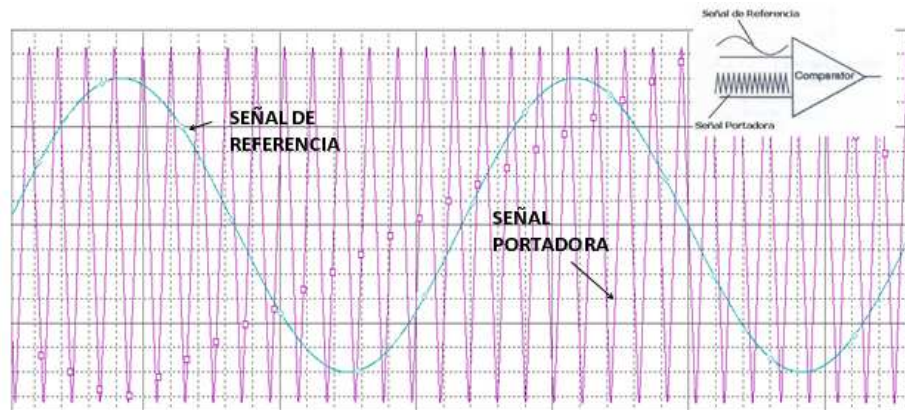
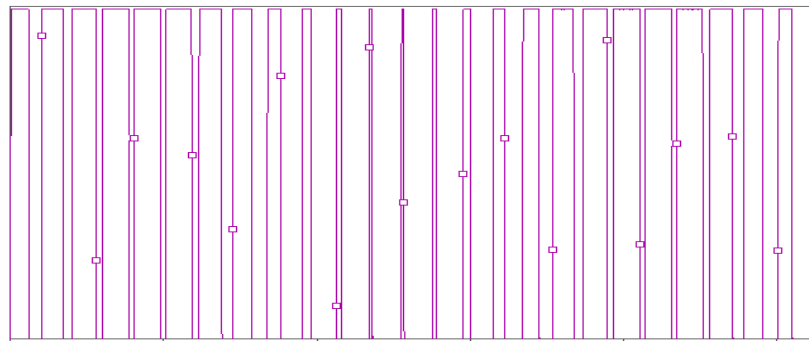


Figura 12. Tren de pulsos de disparo



La figura 11 muestra la señal de referencia (sinusoidal) y la señal portadora (Triangular), la cual son comparadas para obtener una señal de salida como se puede ver en la figura 4.8.

La frecuencia de la señal de referencia establece la frecuencia de la componente fundamental de la señal SPWM, y de igual manera la frecuencia de la componente fundamental de la señal de salida del puente inversor. Por otro lado la frecuencia de la portadora establece la frecuencia de conmutación de los interruptores, además alrededor de esta frecuencia aparecerán los primeros armónicos de la señal de salida del inversor, por esta razón es deseable que la frecuencia de conmutación sea alta, permitiendo que los primeros armónicos estén lejos de la componente fundamental permitiendo, el diseño de filtros que permitan atenuar esas componentes armónicas no deseadas será mas fácil, también el tamaño de sus componentes (inductores y capacitores), serán pequeños.

A continuación se definirán algunos terminos que son de mucha utilidad para analizar esta técnica de modulación.

- **Índice de modulación de amplitud.** Matemáticamente el índice de modulación de amplitud m_a se define como la relación entre las amplitudes de la señal de referencia y la portadora, es decir:

$$m_a = \frac{V_{referencia}}{V_{portadora}} \quad (4.1)$$

Donde:

m_a = Índice de modulación de la amplitud

$V_{referencia}$ = Magnitud de voltaje pico de la señal de referencia

$V_{portadora}$ = Magnitud de voltaje pico de la señal portadora

Normalmente la amplitud de la señal portadora se mantiene constante. La variación del índice de modulación m_a ejerce control en la magnitud de voltaje de la componente fundamental de la señal de salida.

Como el índice de modulación de amplitud me permite controlar el valor pico de la componente fundamental a la salida, cabe hacer notar que existe una relación lineal entre el índice de modulación de amplitud y la salida fundamental, salvo para valores de m_a que se encuentren en el rango $0 \leq m_a \leq 1$.

- **Índice de modulación de frecuencia.** Se define como la relación entre las frecuencias de las señales portadora y referencia, es decir:

$$m_f = \frac{f_{portadora}}{f_{referencia}} \quad (4.2)$$

Donde:

m_f = Índice de modulación de frecuencia

$f_{portadora}$ = Frecuencia de la señal portadora

$f_{referencia}$ = Frecuencia de la señal de referencia

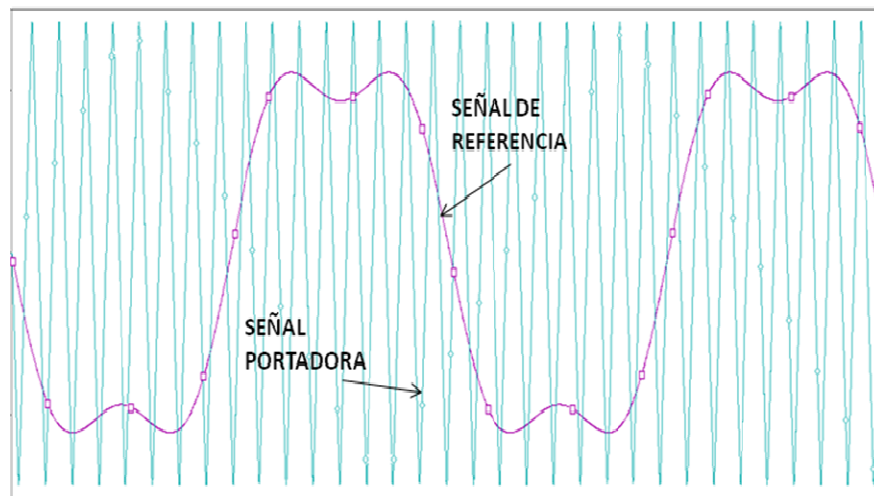
Normalmente la frecuencia de la señal portadora se mantiene constante y se varía la frecuencia de la señal de referencia con el fin de variar la frecuencia de la componente fundamental en el voltaje de salida. La importancia del índice de modulación de frecuencia esta en que este permite determinar el orden de los armónicos en el voltaje de salida del inversor.

El hecho de que se pueda variar la amplitud de la componente fundamental por medio de la señal de control, permitirá tener un voltaje de salida regulado en caso de que la fuente de DC no varíe. Por otro lado, como también son

importantes en aplicaciones tales como variadores de velocidad para motores de corriente alterna, donde se hace necesario tener diferentes magnitudes de voltaje de salida a diferentes frecuencias, con el fin de mantener el par del motor constante.

- **SPWM + tercer armónico.** Al utilizar el SPWM en el inversor trifásico medio puente, el valor máximo de la componente fundamental obtenido por fase es $V_{cc}/2$, esto indica que solo se toma la mitad del voltaje disponible en el bus de DC. El principio de generación de esta técnica es similar a la del SPWM, donde la señal de referencia es comparada con una señal triangular de alta frecuencia. La diferencia está en que la señal de referencia está formada por una señal sinusoidal sumada con $1/4$ o $1/6$ de la amplitud de su tercer armónico. El proceso de generación se muestra en la figura 13:

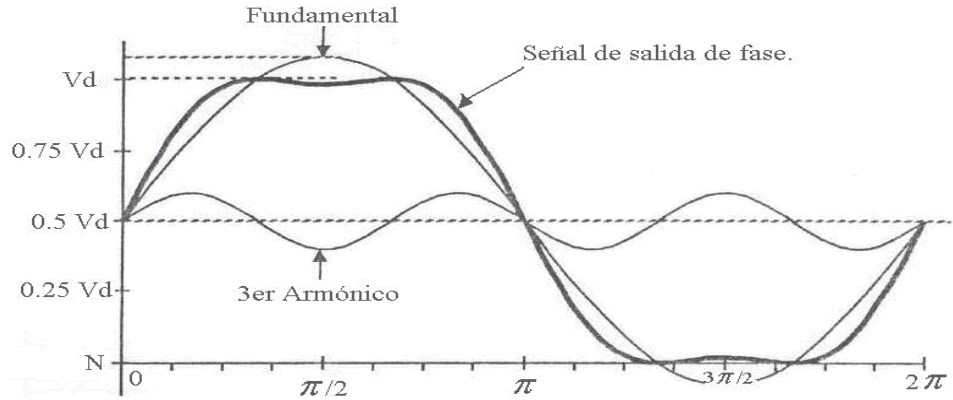
Figura 13: SPWM + Tercer armónico



La cantidad de componente fundamental y de tercer armónico para formar la señal de referencia debe ser elegida de tal manera que el pico de la función resultante en el voltaje de fase no exceda el voltaje disponible en el bus de DC. La siguiente ecuación muestra como se puede generar la señal de referencia:

$$v_{referencia} = \frac{2}{\sqrt{3}} \sin(x) + \frac{1}{3\sqrt{3}} \sin(3x) \quad (4.3)$$

Figura 14. Señal salida en una fase para la técnica de modulación PWM + tercer armónico.

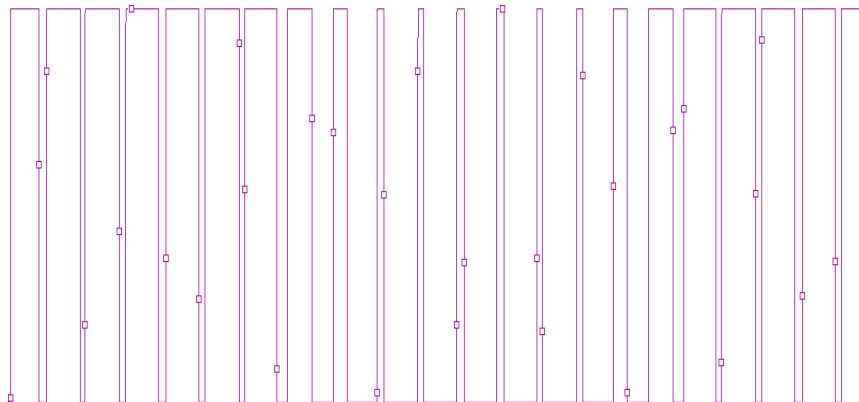


PINEWSKI, Peter. Motor control electronics hand book. MacGrawhill . 1998. p. 253.

Con el PWM más tercer armónico se logran valores pico para las componentes fundamentales en los voltajes de fase de $0.577335V_d$, lo que representa casi un 15% mas del valor obtenido utilizando el PWM sinusoidal. Los voltajes de línea a línea RMS para la componente fundamental se pueden escribir como:

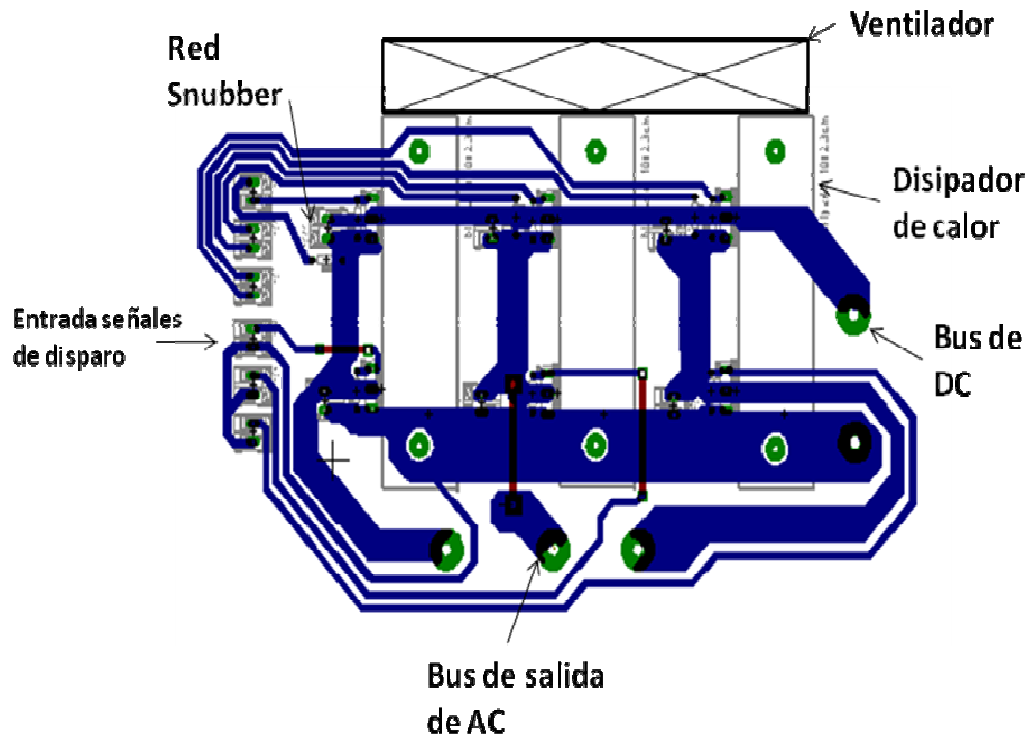
$$\begin{aligned}
 V_{LL1} &= \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \left(\hat{V}_{Aneutrol} \right) \\
 &= \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} 0.57735V_d \\
 &\approx 0.707V_d
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

Figura 15. Tren de pulsos SPWM + Tercer armónico



3.2.2. Diseño del impreso de la tarjeta del inversor. Básicamente los cambios que se hace en la tarjeta del inversor son dos, el primero es la adición de un ventilador que ayude la disipación de calor generada por la conmutación de los IGBT'S, y la segunda fue cambiar de posición los disipadores de calor, ya que generaban inestabilidad en la tarjeta.

Figura 16. Tarjeta impresa Inversor Trifásico



3.2.3. Diseño de un filtro para la eliminación de componente de alta frecuencia. Se hace necesario el diseño de un filtro para la eliminación de componente armónica de alta frecuencia contenida en la corriente de salida del inversor a causa de la conmutación de los IGBT'S. En este apartado se diseña un filtro que me permita limpiar una muestra de corriente suministrada por el inversor y consumida por el motor de inducción, ya que será realimentada al sistema de control.

- **Filtros activos**

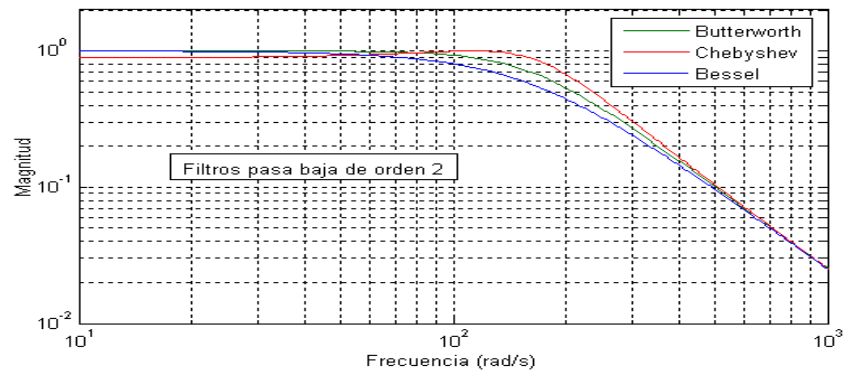
- **Definición.** Puede definirse un filtro como cualquier dispositivo que modifica de un modo determinado una señal que pasa a través de él, es decir, son dispositivos selectores de frecuencia que dejan pasar las señales presentes en ciertas bandas de frecuencia y bloquean las señales de otras bandas.

Los filtros pueden clasificarse en filtros activos y pasivos según empleen o no fuentes controladas (elementos activos, tales como amplificadores y sus derivados). Los filtros pasivos se implementan en general con inductores y capacitores. Dado que los inductores son elementos voluminosos, pesados y costosos, el empleo de filtros pasivos es poco conveniente excepto en frecuencias bastante altas. Los inductores pueden eliminarse mediante el uso de amplificadores y técnicas de realimentación.

- **Función de transferencia.** Con independencia de la realización concreta del filtro (análogo, digital), el comportamiento de un filtro se describe por su función de transferencia. Esta determina la forma en que la señal aplicada cambia en amplitud y fase al atravesar el filtro. Algunos filtros habituales son:

- **Filtro Butterworth.** Con banda de paso suave y un corte agudo.
- **Filtro Chebyshev.** Con un corte agudo pero con una banda de paso con ondulaciones
- **Filtro Cauer.** Consiguen una zona de transición más abrupta que los anteriores a costa de oscilaciones en todas sus bandas.
- **Filtro Bessel.** En el caso de ser analógico, aseguran una variación de fase constante.

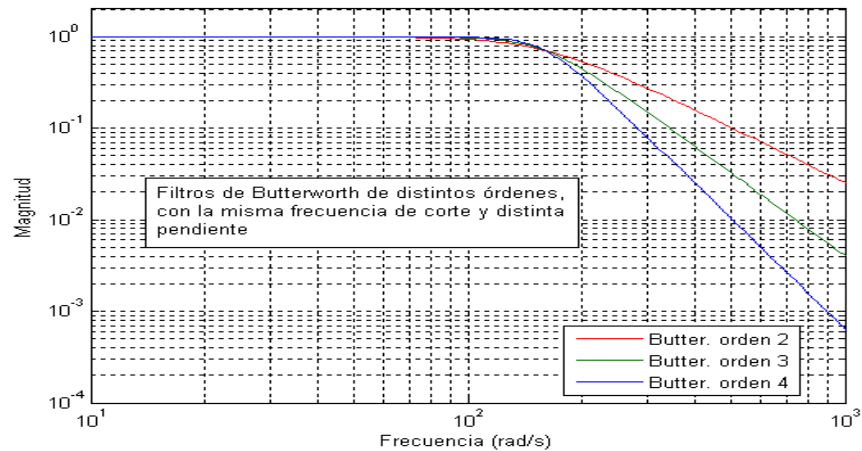
Figura 17. Respuesta Magnitud vrs Frecuencia para filtros de segundo orden



- **Orden.** El Orden de un filtro describe el grado de aceptación o rechazo de frecuencias por arriba o por debajo, de la frecuencia de corte. Un filtro de primer orden, cuya frecuencia de corte es igual a (F), presentara una atenuación de 6 dB en la primera octava (2F), 12 decibels en la segunda octava (4F), 18 decibels en la tercer octava (8F) y así sucesivamente. Uno de segundo orden tendría el doble de pendiente (representado en escala logarítmica).

Esto va relacionado con los polos y los ceros: los polos hacen que la pendiente baje con 20 dB por década y los ceros que suba también 20 dB por década, de esta forma los polos y ceros pueden compensar su efecto.

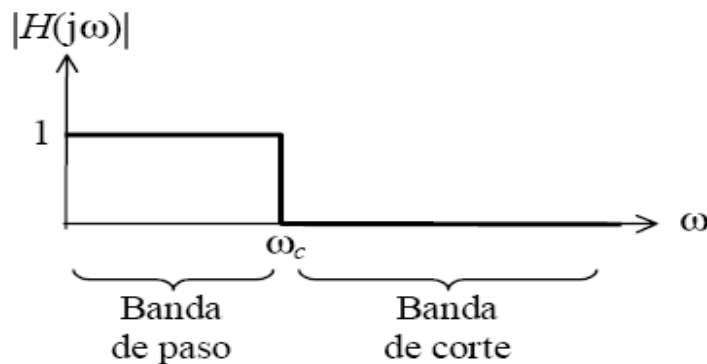
Figura 18. Filtros *Butter* en diferente orden



Tipo de filtro

- **Filtro pasa bajo.** Permite el paso de las frecuencias menores que cierta frecuencia ω_c , denominada frecuencia de corte y bloquea las mayores, como se ve en la figura 19.

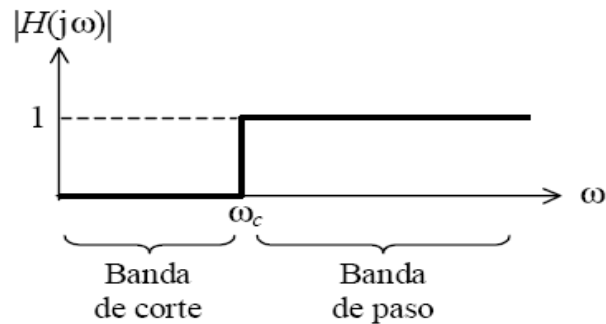
Figura 19. Filtro PasaBajo



En la banda de corte la atenuación es infinita, en tanto que la fase y el retardo de grupo en la banda de atenuación están indefinidos.

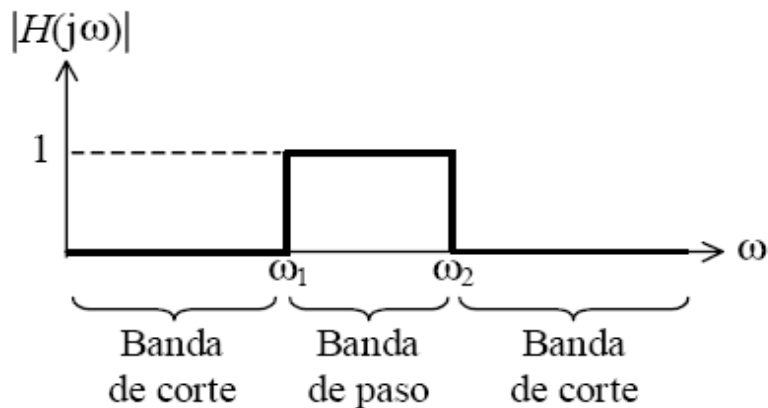
- **Filtro pasa alto.** Permite el paso de las frecuencias mayores que cierta frecuencia ω_c y bloquea las menores, como se ve en la figura 20:

Figura 20. Filtro PasaAlto



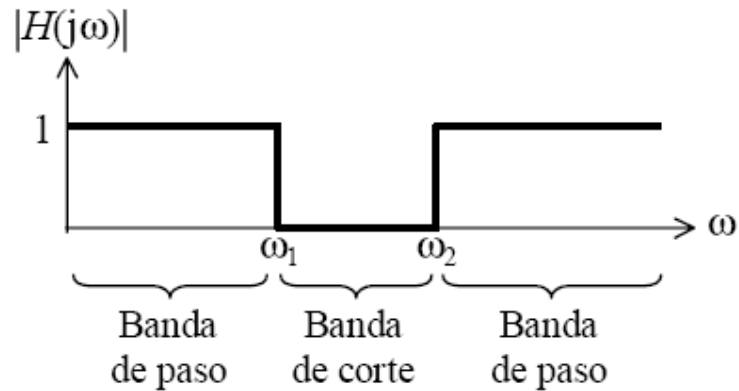
- **Filtro pasa banda.** Permite el paso de las frecuencias comprendidas entre dos frecuencias ω_1 y ω_2 ($\omega_1 < \omega_2$), denominadas frecuencia inferior de corte y frecuencia superior de corte, bloqueando las restantes (Figura 2)

Figura 21. Filtro PasaBanda



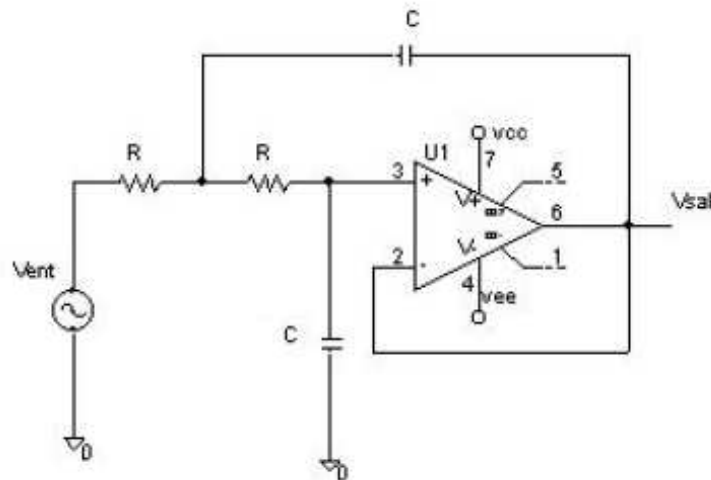
- **Filtro rechaza banda.** Bloque las frecuencias comprendidas entre las frecuencias de corte ω_1 y ω_2 , dejando pasar las restantes (figura 22).

Figura 22. Filtro RechazaBanda



- **Diseño filtro pasa bajo:** Como se desea eliminar la componente de alta frecuencia en la señal de AC, se trabajara con un filtro Butterworth pasa bajo de 6 orden (3 de segundo orden en cascada), que me permitirá una pendiente más pronunciada en la atenuación de la señal.

Figura 23. Filtro PasaBajo de segundo orden



Fuente: PRESSMAN, Abraham. Switching power supply design. 2ed. New York : McGraw-Hill, 1998. p. 668.

La figura 23 muestra el arreglo con un amplificador operacional, un filtro pasa bajo de segundo orden donde cuya frecuencia de corte está definida como:

$$\omega_n = \frac{1}{RC} \quad (4.5)$$

Y como:

$$\omega_n = 2\pi f \quad (4.6)$$

Entonces:

$$R = \frac{1}{2\pi f C} \quad (4.7)$$

Se dispone de las herramientas de diseños de filtros que provee *Matlab*. Utilizando el comando “*butter*” se procede a diseñar un filtro pasa bajo *Butterworth*, cuyos parámetros se muestran en la figura 24.

Figura 24. Diseño de un filtro análogo en MATLAB

$$[B,A] = \text{BUTTER}(N,W_n, 'low', 's')$$

Donde:

B = Numerador de la función de transferencia
A = Denominador de la función de transferencia
BUTTER = Función de transferencia
N = Orden del filtro
 $\omega_n = 2\pi f$
f = Frecuencia de corte
Low = PasaBajo
S = Función de transferencia en términos de S

De acuerdo con lo anterior, los parámetros para el diseño del filtro son:

$$[B,A] = \text{BUTTER}(6,2*\pi*180, 'low', 's');$$

$$\text{sys} = \text{tf}(B,A)$$

Donde (sys) es la variable que contiene la función de transferencia del filtro y es descrita por la ecuación 4.8.

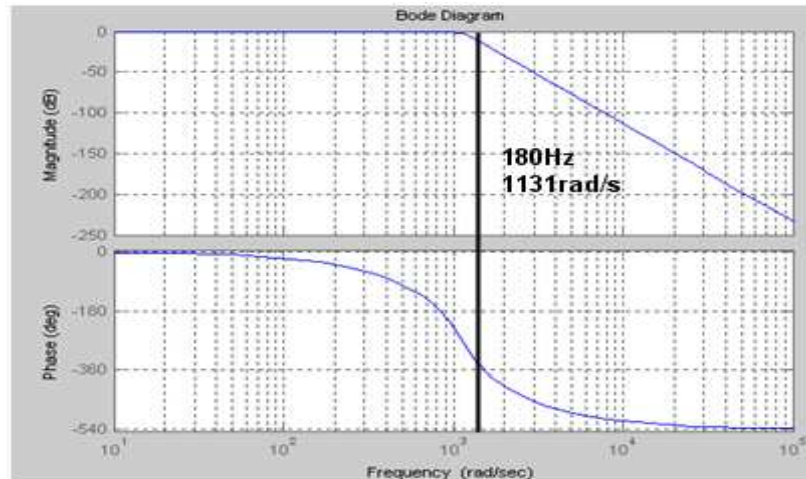
Transfer function:

$$\frac{2.093e018}{s^6 + 4370 s^5 + 9.547e006 s^4 + 1.322e010 s^3 + 1.221e013 s^2 + 7.149e015 s + 2.093e018} \quad (4.8)$$

Como resultado obtenemos una función de transferencia de sexto orden. La figura 25 muestra la respuesta del filtro en frecuencia con el diagrama de bode.

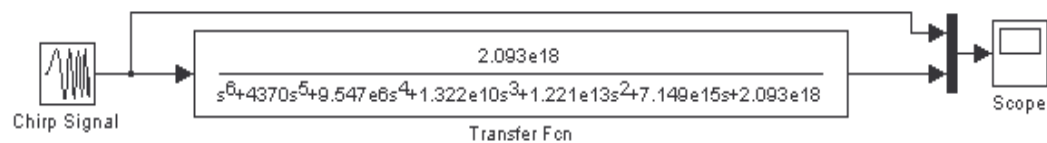
Del análisis en frecuencia podemos rescatar que a 180Hz el filtro ya presenta una leve atenuación con un desfase de 180° aproximadamente.

Figura 25. Diagrama de bode de la función de transferencia (ecuación 4.8)



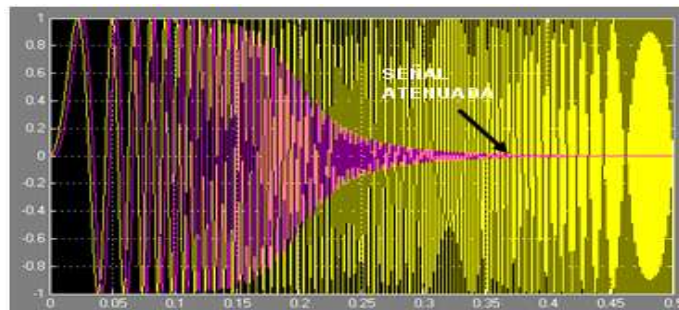
Teniendo ya la función de transferencia del filtro, se procede a la elaboración de un diagrama de bloque en SIMULINK para su simulación.

Figura 26. Diseño de un filtro análogo en MATLAB. Diagrama de bloque



Para su simulación, su entrada es una señal sinusoidal de frecuencia variable la cual se trabajara en un rango de 0Hz a 5kHz en 500ms.

Figura 27. Respuesta del filtro



De acuerdo con la repuesta del filtro, se procede a hacer el cálculo de los parámetros necesarios para el montaje con amplificadores operacionales de acuerdo con el circuito mostrado en la figura 23, en la cual se encuentran representados dos polos. De tal manera que los polos conjugados de la función de transferencia son:

$$\begin{aligned} & -0.2914e3 \pm 1.0924e3i \\ & -0.8024e3 \pm 0.7975e3i \\ & -1.0912e3 \pm 0.2978e3i \end{aligned} \quad (4.9)$$

Ya teniendo los polos conjugados, se procede a calcular 3 funciones de transferencia de segundo orden (utilizando convolución), que me representaran la función de transferencia de sexto orden. Así que tenemos en su mismo orden:

$$\begin{aligned} G1 &= \frac{1279000}{S^2 + 582.8S + 1.278e6} \\ G2 &= \frac{1279000}{S^2 + 160S + 1.28e6} \\ G1 &= \frac{1279000}{S^2 + 2182S + 1.102e6} \end{aligned} \quad (4.10)$$

Tenemos que la función de transferencia del filtro de segundo orden es:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}{S^2 + \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C_1} S + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (4.11)$$

Igualando término a término la ecuación 4.11 con cada una de las funciones de transferencia en las ecuaciones 4.10, despejando y suponiendo algunos valores, se obtienen que los parámetros del filtro para cada una de las funciones de transferencia sean:

Para G1:

$$R1 = 1k$$

$$R2 = 6.8k$$

$$C1 = 2\mu F$$

$$C2 = 0.057\mu F$$

Para G2:

$$R1 = 1k$$

$$R2 = 18k$$

$$C1 = 0.68\mu F$$

$$C2 = 0.63\mu F$$

Para G3:

$$R1 = 1k$$

$$R2 = 18k$$

$$C1 = 470nF$$

$$C2 = 0.09\mu F$$

Ya teniendo los valores calculados, se procede a hacer un montaje de prueba que me permita verificar la veracidad de los datos.

En el montaje de prueba se encontró que el filtro tenía una buena respuesta de atenuación de señal, pero presentaba problemas con respecto a conservar su amplitud cuando la frecuencia aumentaba de 60Hz a 180Hz. Según el análisis de frecuencia mostrado por la figura 4.21, la señal no debería cambiar su amplitud hasta después de los 180Hz.

Finalmente se optó por aumentar más el ancho de banda del filtro, es decir, incrementar la frecuencia de corte a un valor de tal manera que conserve su atenuación rápida y no tenga cambios grandes de amplitud en su rango de trabajo. Se logró sintonizar el filtro en una frecuencia de corte de 1KHz. Como el componente de alta frecuencia se encuentra por encima de los 5KHz, el filtro no tendrá inconvenientes en atenuar esa señal.

De tal manera que con una frecuencia de corte de 1KHz, el esquema y la respuesta del filtro sería:

Figura 28. Diseño del filtro, 3 PasaBajos de segundo orden en cascada

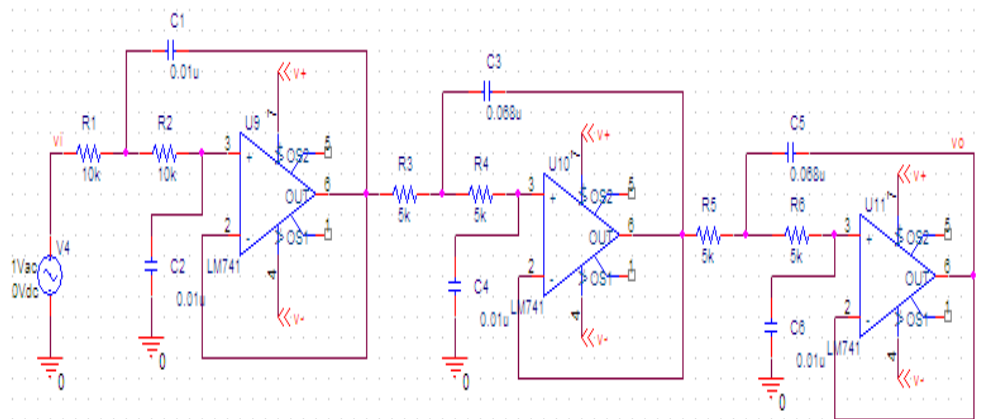
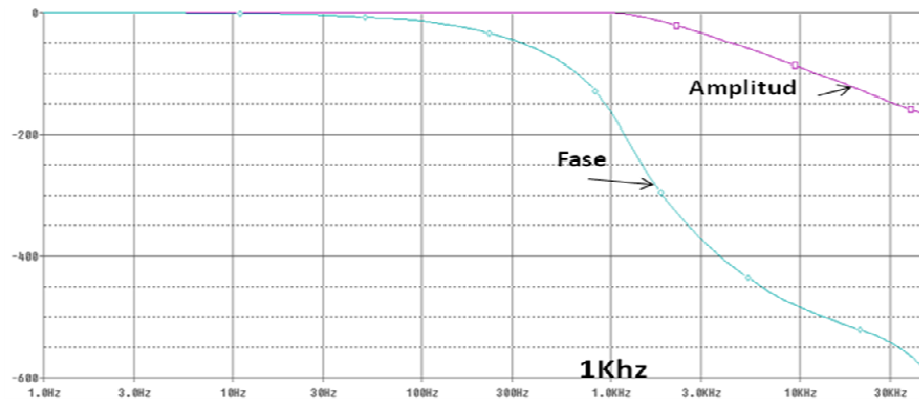
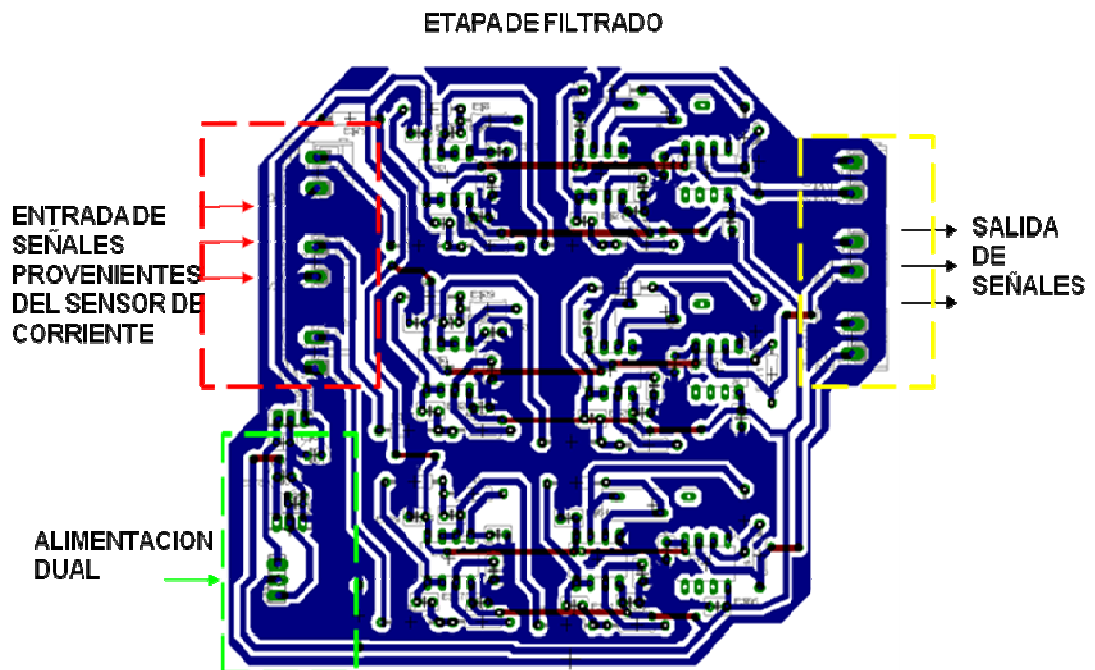


Figura 29. Respuesta en frecuencia del filtro con $F_c = 1\text{kHz}$



En la figura 29 se puede observar que con los nuevos parámetros, el filtro tiene una buena y rápida respuesta en amplitud, aunque la respuesta en fase no varía con respecto a los anteriores parámetros, no vamos a detenernos a corregir este desfase que se presenta, ya que no es prioritario en el desarrollo de este proyecto.

Figura 30. Diseño de la etapa del filtrado



3.2.3. Diseño y acondicionamiento del sensor de corriente

- **Sensor de corriente.** En los últimos años se ha vuelto una necesidad la medición permanente de la cantidad de energía consumida en una planta así como la ventaja que ofrece esta señal (Corriente o Voltaje), a nivel de control.

De los primeros medidores electromecánicos de energía que aun se pueden observar y que marcaron una etapa importante en la historia de las mediciones, se está migrando a una nueva generación de instrumentos con presentación digital y basados en microcontroladores. Estos dispositivos permiten contar con un equipo más flexible y potente en cuanto a posibilidades. .

Cualquiera que sea su uso, se deben emplear transductores adecuados de tensión y corriente que permita la mediciones en el rango más amplio posible, sin perder linealidad ni confiabilidad, sobre todo en la parte baja de la escala por su sensibilidad y en los rangos más altos, por su seguridad (robustez).

Para obtener una tensión proporcional a la que se esta aplicando sobre la carga, se puede emplea un divisor resistivo o un transformador reductor que permite a su vez contar con un aislamiento galvánico respecto de la red. Cuando se desea medir la corriente en la carga, la situación se complica ya que los rangos de este parámetro son más amplio que los de la tensión y la forma sinusoidal de la onda suele sufrir deformaciones al estar afectadas por elementos reactivos y resistivos, introduciendo diferentes componente armónicas.

- Sensores no lineales de corriente

- **Transformador de corriente.** Emplea el mismo principio que el transformador de tensión, con una relación de transformación conveniente para lograr una corriente secundaria de valor reducido. Posee mayor sensibilidad que el TI lineal y consume poca potencia. Sin embargo el material ferroso del núcleo provoca un comportamiento no lineal entre el campo magnético y la excitación, pudiendo incluso llegar a la saturación.

- Sensores lineales de corriente

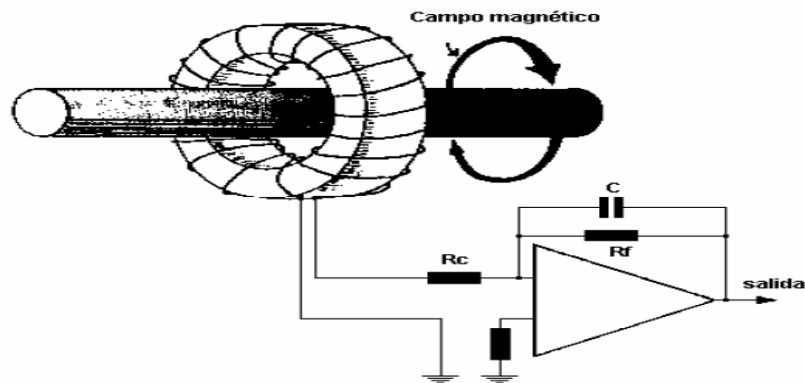
- **Resistencia shunt.** Es una resistencia de alambre que posee un coeficiente muy bajo de temperatura y que se coloca en serie con la carga permitiendo obtener una tensión entre sus terminales de sus bornes, proporcional a la corriente por la misma.

Si bien existe una inductancia parasita en esta resistencia, esta solo presenta alteraciones en la medición si la frecuencia es relativamente alta. Podemos decir que es el diseño más económico para sensar corriente, pero a valores

elevados de ésta, las pérdidas por calor pueden ser considerables. Además no existe aislación galvánica entre el sensor y los dispositivos.

- **Bobina de Rogowski:** Es un inductor con núcleo de aire de tipo toroidal ubicado perpendicularmente alrededor de un conductor con la corriente a medir, y cuyo campo magnético circular atraviesa todas las espiras induciendo una tensión proporcional a la inductancia mutua y la derivada de la corriente primaria.

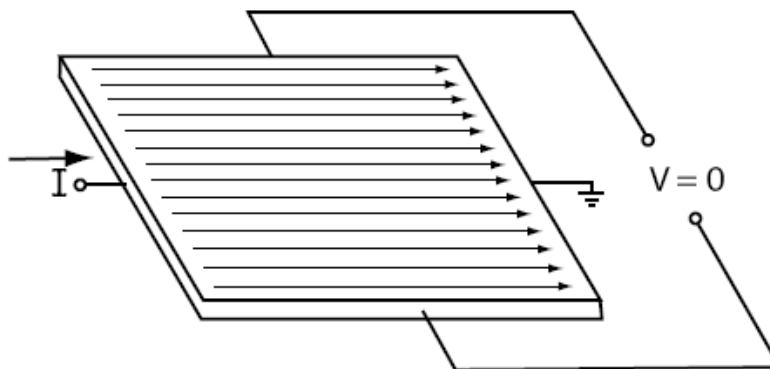
Figura 31. Bobina de Rogowski



- **Sensor de efecto Hall**

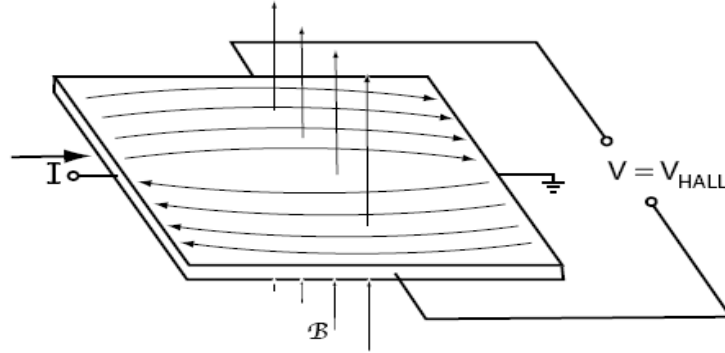
- **Teoría de efecto hall.** Cuando una corriente atraviesa un conductor, se genera un campo magnético, generando un voltaje perpendicular a la dirección del campo y del flujo de corriente. Considere la figura 4.28 en donde una corriente constante pasa a través de una lamina semiconductor. Con el campo magnético igual a cero, la distribución de corriente es uniforme y no hay potencial diferencial en la salida.

Figura 32. Lamina semiconductor



Cuando hay presente un campo magnético perpendicular, como se muestra en la figura 4.29, el flujo de corriente es distorsionado. La distribución desigual de la densidad de los electrones crea un diferencial de potencial a través de los terminales de salida. Este voltaje es llamado voltaje Hall.

Figura 33. Lamina semiconductora



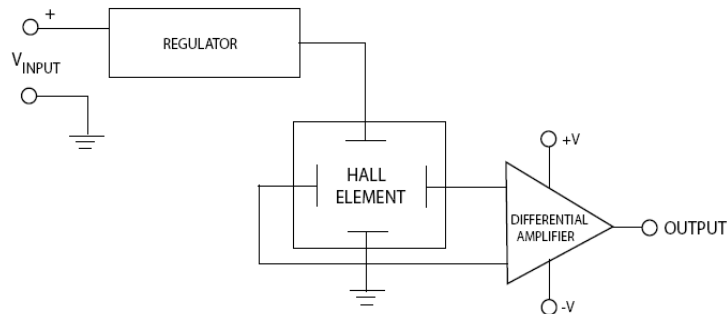
Una ecuación que describe la interacción del campo magnético, la corriente y el voltaje Hall mostrada en la ecuación 4.12.

$$V_H = kIB \sin \phi \quad (4.12)$$

Donde la constante K es función de la geometría del elemento Hall, la temperatura y la tensión ejercida sobre el elemento Hall y $B \sin \phi$ es la componente de campo magnético perpendicular a la placa.

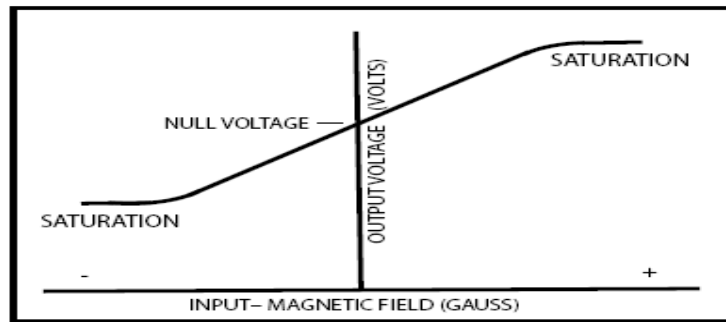
Si la corriente es constante, el voltaje Hall sería directamente proporcional a la energía del campo magnético. El voltaje Hall es una señal pequeña, del orden de los 20 a 30 microvoltios. Una señal de esta magnitud requiere bajo ruido, alta impedancia y una ganancia moderada. La figura 29 muestra un diagrama de bloques de un típico sensor de efecto Hall.

Figura 33. Diagrama de bloque de un típico sensor de efecto Hall



El campo magnético sensado por la placa Hall puede ser o positivo o negativo. Como resultado, la salida del amplificador debe ser manejada como una señal positiva o negativa, de esta manera, requiere alimentación dual. Este concepto es ilustrado en la figura 34.

Figura 34. Alimentación dual



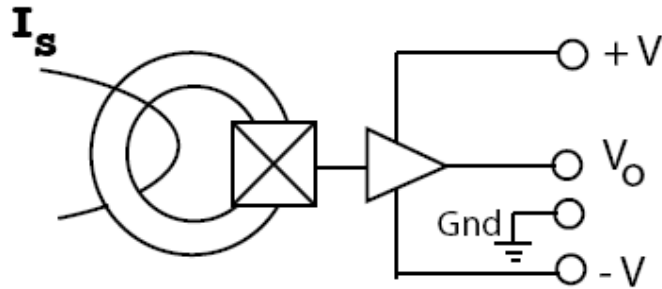
Sensar corriente que exceda el rango del sensor y fuera del rango lineal de operación causa saturación. La saturación se presenta en el amplificador y en el circuito magnético. Corrientes excesivas no deterioran el elemento de sensado Hall.

Sensores OPEN LOOP

Un transductor OPEN LOOP es capaz de medir DC, AC y complejas formas de onda de corriente con aislamiento galvánico. Tiene como ventajas bajo consumo de energía, pequeñas dimensiones y bajo peso. Perdidas por inserción son virtualmente cero y la sobrecorriente no causa daños al sensor. Las series PRO y AMP de los sensores de corriente de AMPLOC CURRENT SENSORS, son OPEN LOOP y pueden ser alimentados con voltaje simple o dual. El rango de operación esta de 5A a 300A.

Un sensor OPEN LOOP es ilustrado esquemáticamente en la figura 35. La corriente del conductor es transportada a través de la apertura produciendo un campo magnético proporcional a la magnitud de la corriente. La concentración del campo magnético es la salida que alimenta un amplificador.

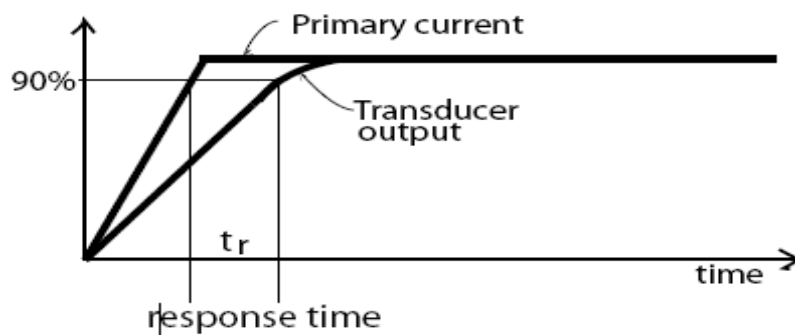
Figura 35. Sensor OPEN LOOP



La linealidad del sensor OPEN-LOOP es determinada por las características del magnetic core y el generador Hall. El ancho de banda de la frecuencia es limitada por Eddy current y las perdidas por histéresis en el magnetic core. Las perdidas Eddy current dependen del espesor de la lamina, el pico magnético inducido y la frecuencia. La perdida por histéresis es proporcional a la frecuencia y al pico magnético inducido. El ancho de banda es determinado por las características del amplificador y la compensación del circuito.

- **Tiempo de respuesta.** El tiempo de respuesta es definido como la retardo entre el instante en el que la corriente sensada alcanza el 90% de su valor final y el instante en el que la salida del sensor alcanza el 90% del valor final, como se muestra en la figura 36.

Figura 36. Tiempo de respuesta



- Diseño del sensor de corriente

De acuerdo con la teoría sobre sensado de corriente, se llega a la conclusión que la mejor opción por su linealidad y fácil acondicionamiento es un sensor de tipo Hall. Ya que las corrientes que se manejarán en el proyecto son

corrientes menores a 25 amperios, se selecciona el sensor AMP25 cuyas características se describen en la tabla 6 y 7.

Tabla 6. Sensibilidad eléctrica

Sensor Style	Fig.	Sensed Current (Amps peak)	Vs= +5V ΔV_o at peak rated current **	Vs= +5V Sensitivity mV/A **
AMP25*	1	25	.9V	37
AMP50	1	50	1.14V	23
AMP100	1	100	1.9V	19

Tabla 7. Características eléctricas

Supply voltage, Vs...(AMP25)*.....+4.5 to +8 Vdc
 Supply voltage, Vs..AMP50, AMP100)..+4.5 to +10 Vdc
 Supply Current..... 10mA max.
 Output Current..... 2mA max.
 Offset Voltage, V_o (Sensed I = 0A.). $V_s/2 \pm 1\%$
 Output Voltage, V_o is proportional to Vs.
 Temperature Error
 Null..... .03%/C
 Gain..... .03%/C
 Temperature Range.....-40C to + 125C
 Response Time.*..... 7 μ Sec.
 Response Time..... 3 μ Sec.
 Linearity (Full Scale)..... 1%
 Accuracy (Full Scale)..... $\pm 2\%$
 A.C. Hysteresis Error..... 0.5%

Figura 37. Distribución de pines

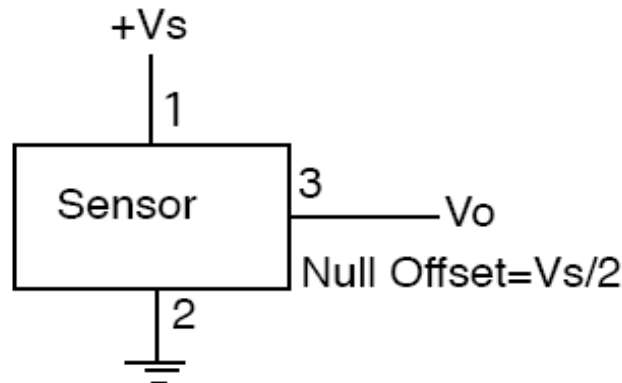


Figura 38. Características Físicas

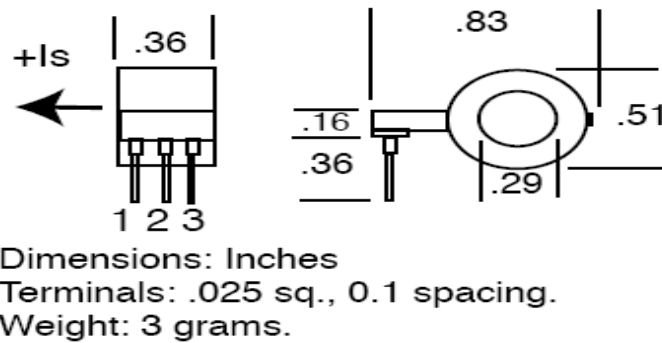
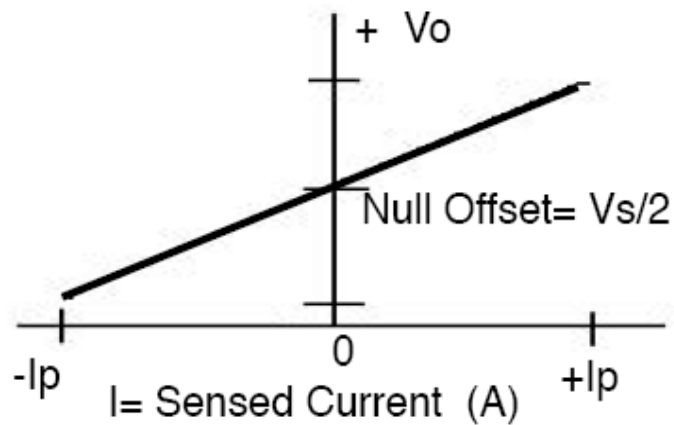


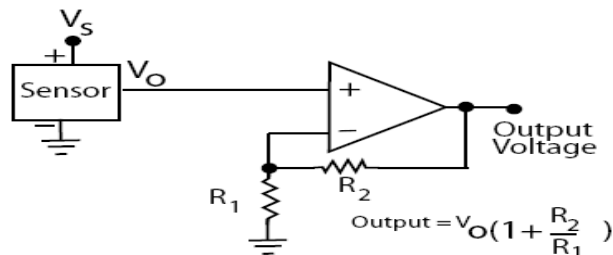
Figura 39. Recta característica



Diseño del circuito impreso

Se instrumentara el sensor de tal manera que a su salida sea 5 voltios para el rango máximo de medida y 0 voltios para una corriente nula. La figura 42 muestra la configuración empleada para la instrumentar del sensor de corriente AMP25.

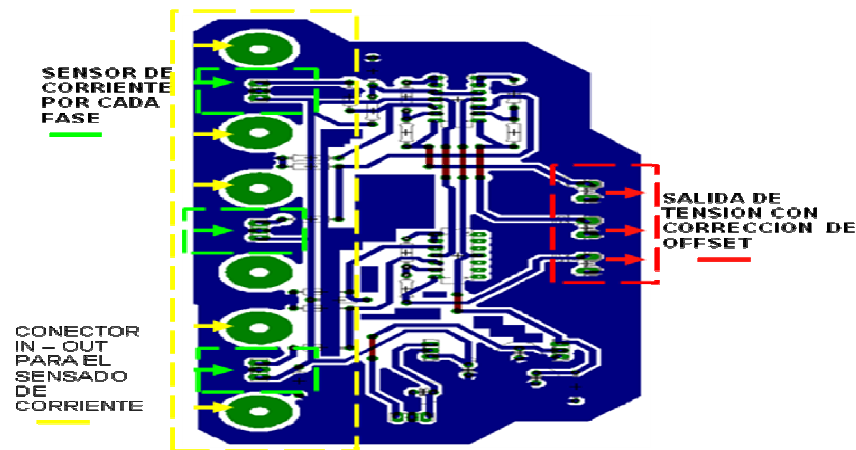
Figura 40. Amplificador no inversor



- Circuito impreso

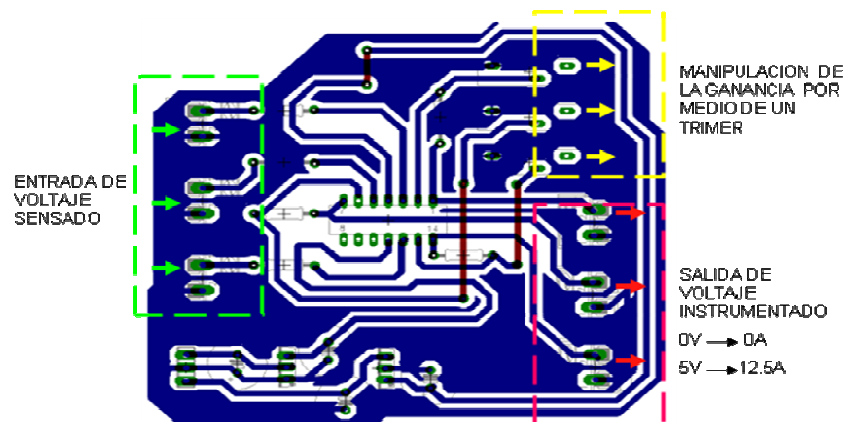
- **Primero etapa.** En esta etapa se utiliza un amplificador operacional como restador sin ganancia, la cual me permitirá bajar el nivel de DC sobre el que va montada la salida del sensor. Como podemos ver en la figura 43, la señal de salida del sensor va montada sobre un nivel de DC que depende directamente de la tensión de alimentación.

Figura 41. Layout sensor de corriente, primera etapa



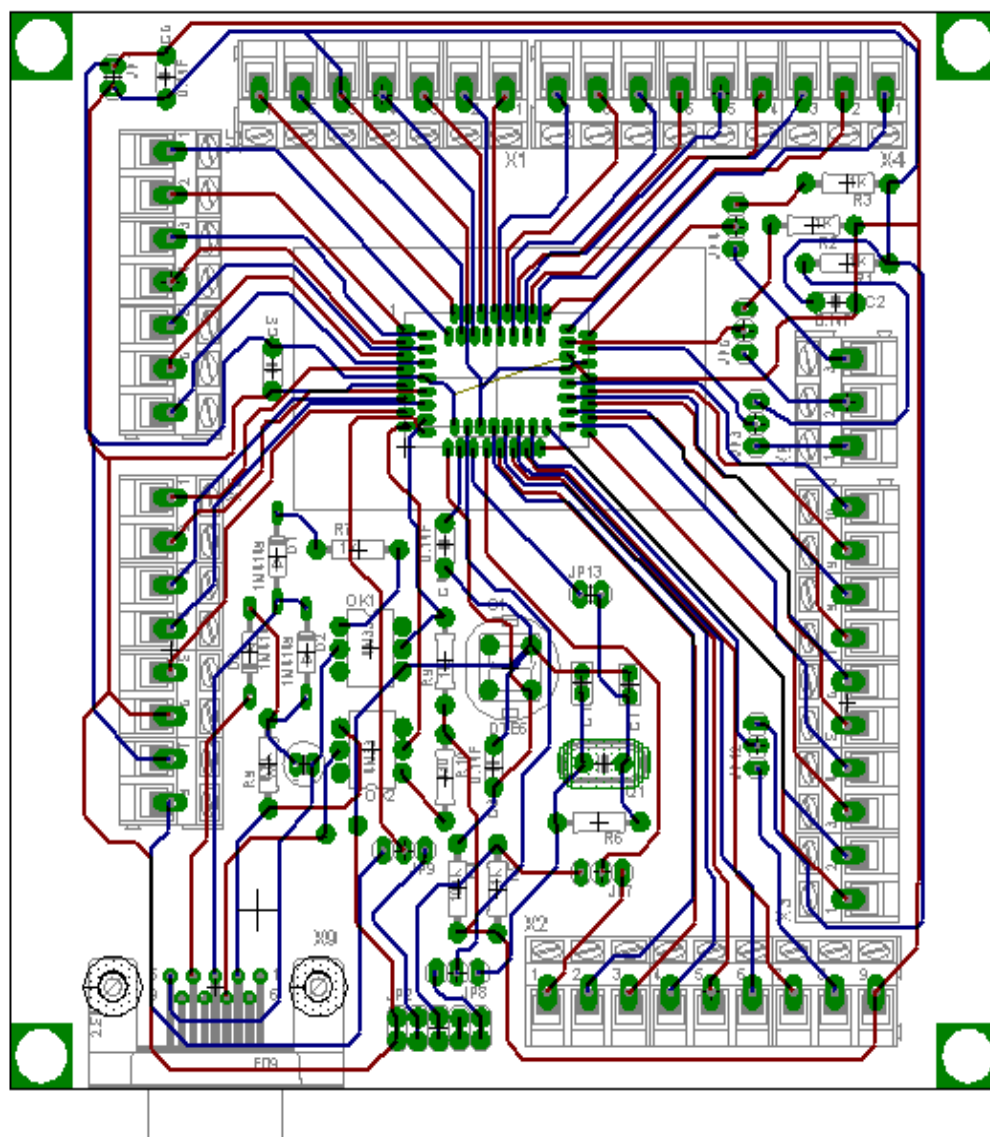
- **Segunda etapa.** En esta segunda etapa se toma la señal de sensor ya con 0 voltios en corriente nula y se le administra una ganancia de tal manera que me permita cumplir con las especificaciones. Para tal efecto se utiliza un amplificador operacional en configuración como amplificador no inversor cuyo diagrama y voltaje de salida se pueden ver en la figura 44, permitiendo con un trimer variar la ganancia cada vez que se necesite.

Figura 41. Layout sensor de corriente, segunda etapa



3.2.4. Sistema de desarrollo. El sistema de desarrollo está diseñado para el microcontrolador MC68HC908MR32 de Motorola.

Figura 42. Sistema de desarrollo



La comunicación entre el microcontrolador y el computador es de tipo serial con el protocolo *mark/space NRZ* (por sus siglas en inglés de no retorno a cero), esta comunicación en el microcontrolador se desarrolla a través del pin 0 de puerto A. Es también función de monitor ROM permitir la programación del dispositivo. Una vez programado el dispositivo, se tiene la opción de comprobar el funcionamiento del programa ejecutándose el código desde el microcontrolador y enviándole ordenes desde el computador, este procedimiento recibe el nombre de emulador.

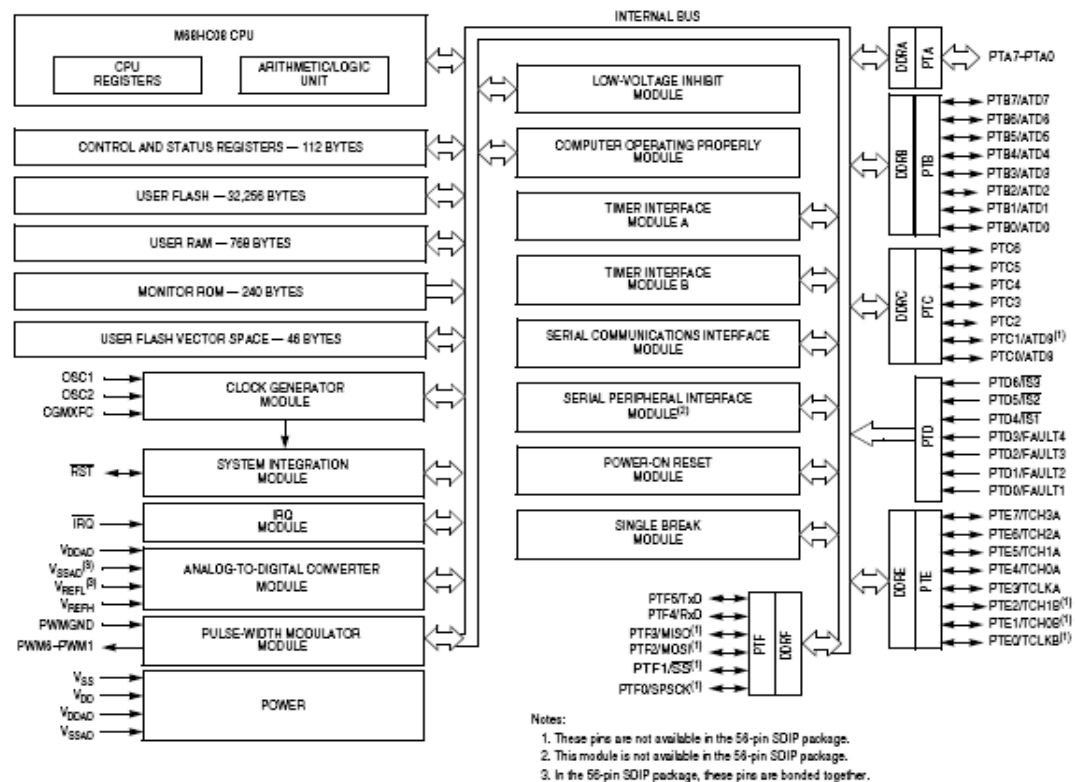
52

Entre sus principales características podemos encontrar:

- Una arquitectura de alto desempeño.
- Compatibilidad de código con las familias M6805, M146805 y M68HC05.
- Frecuencia interna de 8MHz.
- Circuito programador integrado capas de programar memoria FLASH. (MC68HC908MR32 de 32Kbytes).
- Programador interno para usar con una computadora personal
- 768 bytes de acceso aleatoria a memoria (RAM)
- Un modulador por ancho de pulso (PWM) de 12 bits y 6 canales.
- Interfase para la comunicaron serial (SCI).
- 4 canales de 16 bits para el modulo de tiempo (TIMA).
- 2 canales de 12 bits para el modulo de tiempo (TIMB).
- Modulo generador de reloj (CGM).
- Modulo inhibidor por bajo voltaje (LVI) con software seleccionable.
- 10 bits, 10 canales para el convertidor análogo – Digital (ADC).

En la figura 44 se puede ver el diagrama de bloques del microcontrolador.

Figura 44. Diagrama de bloques del microcontrolador



transformada a una magnitud eléctrica por el sensor de par y será la señal de referencia para en próximos proyectos hacer control de par. El freno seleccionado es el TB425 de Warner Electric, ya que por sus especificaciones eléctricas y dimensionales es el que más se ajusta a las necesidades del proyecto.

Figura 47. Características físicas y eléctricas

Size		TB425
M_d	[Nm]	16,5
$M_d \text{ min}$	[Nm]	0,16
$n \text{ max}$	[rpm]	5000
$I \text{ 24V} =$	[A]	0,32
$R \text{ 20}^\circ \text{ C}$	[Ω]	76
t_b	[s]	0,080
Inertia	[kgm ²]	$1,4 \cdot 10^{-3}$
Mass	[kg]	1,800
A		52
B		14
C		-
ϕD		111
E		30,5

Donde:

- M_d es el torque.
- Máxima RPM $n \text{ max}$
- $I \text{ 24V}$ Corriente a 24V
- $R \text{ 20}^\circ \text{ C}$ Resistencia 20° en ohmios

Figura 48. Dimensiones

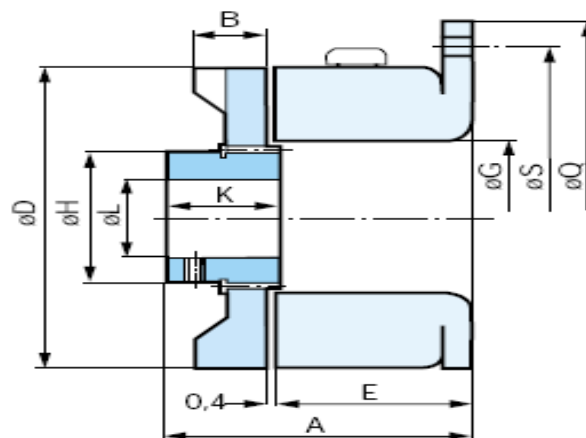
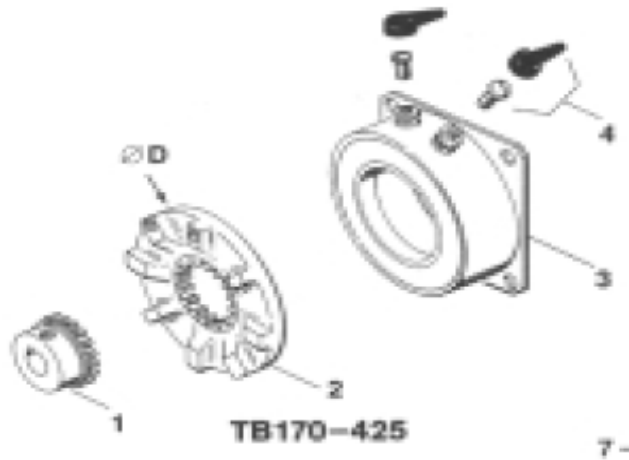


Figura 49. Vista en explosión



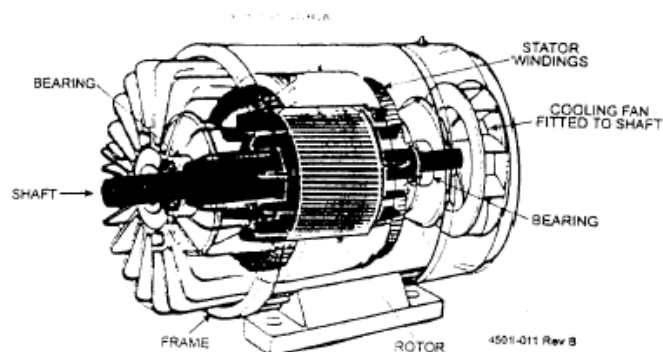
NOTA IMPORTANTE

El freno se alimenta a 24V nominal. El voltaje típico de alimentación del freno es 12V aproximadamente. Se permite trabajar periodos cortos (menos de 10 segundos), rangos de 12V a 24V.

3.2.6. Selección del motor de inducción

- El motor de inducción

Figura 50. Motor de inducción jaula de ardilla



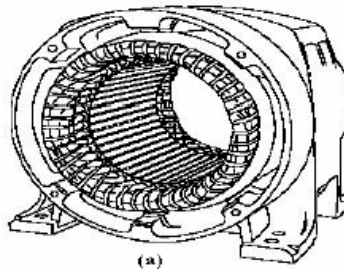
- **Construcción del motor a inducción jaula de ardilla.** El rotor cilíndrico está conectado con un eje. Está sostenido dentro del **estator** mediante

rulemanes y tapas en los extremos donde está libre para rotar. El estator y el rotor están contruidos de acero eléctrico (silicio).

El rotor tiene barras conductivas intercaladas dentro del mismo, las cuales están eléctricamente cortocircuitadas por anillos conductivos. Cuando son energizados por una fuente de tres fases, los bobinados del estator inducen una corriente en las barras del rotor. La interacción de campo magnético entre el rotor y el estator causa un torque en el motor, (rotación). El extremo del eje del rotor es usualmente conectado a un ventilador, que cuando rota, envía aire de enfriamiento sobre el exterior del motor, e internamente por delante del rotor.

Bobinados del estator

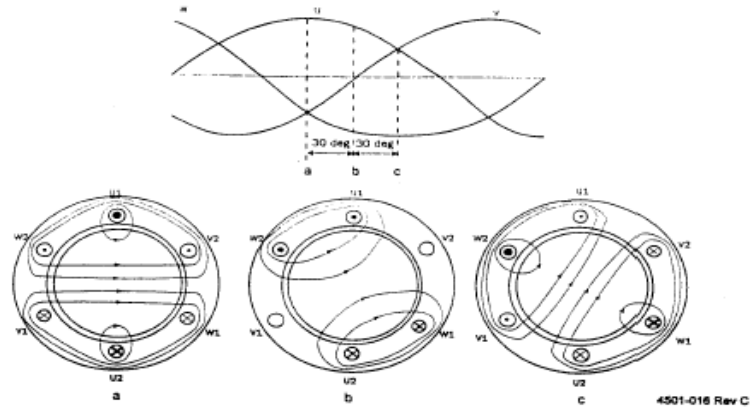
Figura 51. Construcción del estator



Refiriéndonos a la figura 54, El estator está contruido de láminas de acero siliconado, y ensamblado como un cilindro hueco dentro de una carcasa de aluminio o hierro de fundición. Un bobinado distribuido de tres fases está acomodado en ranuras sobre la circunferencia interna. Cada uno de los tres bobinados de estator tiene dos mitades, en lados opuestos del estator. Los bobinados están dispuestos separadamente a 120° uno del otro. La sensibilidad de los bobinados es tal que, cuando la corriente pasa a través de cada bobinado, un campo magnético es inducido a través del rotor.

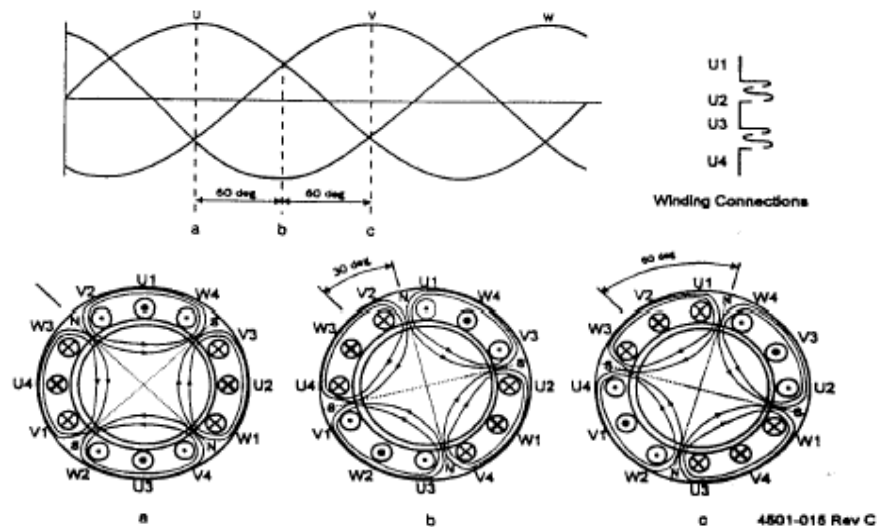
Cuando los tres bobinados son conectados a una fuente de tres fases, ya sea en configuración delta o estrella, se puede mostrar que el campo magnético producido rota. La velocidad de rotación del campo está relacionada directamente con la frecuencia de la tensión de la fuente. Esto es ilustrado en la Figura 59. Como se puede ver, el modelo de flujo producido tiene dos polos magnéticos (un Polo Norte y un Polo Sur). Así, el motor es conocido como una máquina de dos polos.

Figura 52. Generación de un campo de estator rotatorio para un estator de 2 polos



Refiriéndonos a la figura 60, En este estator, cada bobinado tiene cuatro secciones. Cada sección está desplazada 90° de la otra. Así, cuando pasa una corriente a través de cada bobinado, se forman a través del estator dos campos magnéticos. De esta manera, cada bobinado tiene cuatro polos (**máquina de cuatro polos**). Se puede ver en la Figura 4.49 que cuando los bobinados son conectados a una fuente de tres fases, el campo magnético rota a la **mitad** de la frecuencia de la alimentación.

Figura 53. Generación de un campo de estator rotatorio para un motor de cuatro polos

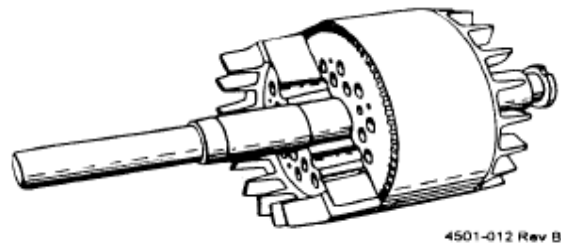


De manera similar, un campo de estator de **seis polos** rota a un tercio de la frecuencia de alimentación, y un campo de estator de ocho polos rota a un cuarto de la frecuencia de alimentación.

Acción del rotor

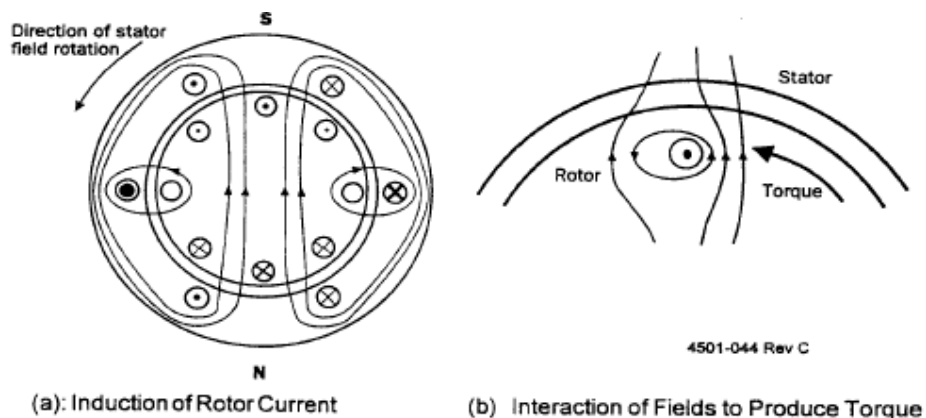
La Figura 61 muestra la construcción de un rotor jaula de ardilla. Este está plagado de láminas de acero siliconado. Las muescas en la circunferencia de cada lámina están alineadas para formar ranuras dentro de las cuales se encuentran las **barras del rotor**. Estas barras del rotor son aluminio o cobre, y están eléctricamente cortocircuitadas por **anillos**. Las barras del rotor y los anillos son llamados **jaula de ardilla**.

Figura 54. Rotor jaula de ardilla



Considere cuando el rotor está acomodado dentro del estator. El campo magnético rotatorio dado por la corriente de tres fases a través de los bobinados del estator corta el estator. Esto causa la inducción de una corriente en las barras del rotor, debido a la Ley de Inducción de Fleming. Refiérase a la Figura 62(a) para una ilustración de este efecto.

Figura 55: Inducción de corriente y par del rotor



La frecuencia de la corriente del rotor es proporcional a la diferencia en la velocidad de rotación entre el rotor y el campo magnético generado por el

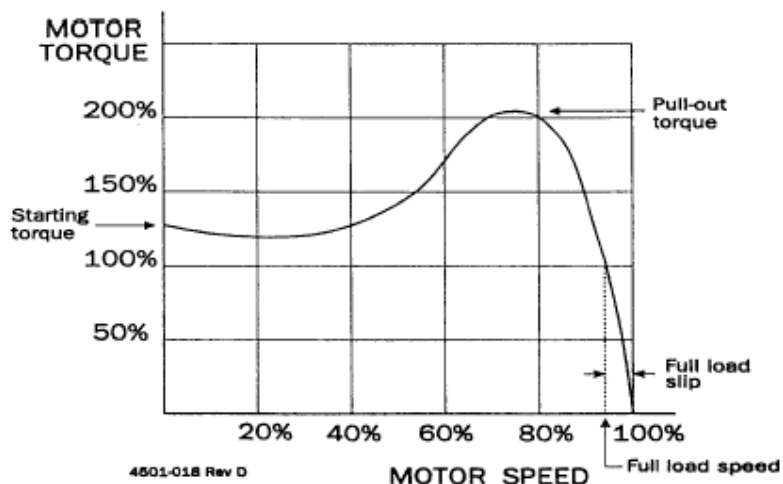
estator. Esto es llamado la frecuencia de deslizamiento. La corriente del rotor induce un campo magnético en el rotor a la misma velocidad que el campo del estator. Los campos del estator y rotor interactúan y producen una fuerza en cada barra del rotor. Las fuerzas en cada barra del rotor se combinan para producir un par rotatorio, causando que el rotor sea arrastrado con el campo rotatorio del estator. Refiérase a la Figura 4.51 (b) para una ilustración de esta interacción de par.

- **Torque VS Velocidad.** A medida que el rotor incrementa la velocidad, la diferencia de velocidad entre el campo del estator y las barras del rotor se hace menor. Esto reduce la fuerza del campo inducido en el rotor, reduciendo así el torque del rotor. Cuando el rotor alcanza la velocidad del campo del estator, no hay campo inducido en el rotor, y el torque generado es cero. Esto es llamado la velocidad sincrónica del rotor.

A medida que la carga de torque en el rotor aumenta, el rotor se enlentece (aumenta la velocidad de deslizamiento). Esto causa que el flujo del estator corte las barras del rotor más rápidamente, incrementando así la corriente y el torque del rotor. Sin embargo, con la corriente del motor en aumento, la caída de tensión debida a la impedancia del bobinado del estator causará que el campo del estator se debilite.

Refiérase a la Figura 63 para una curva típica de torque VS velocidad cuando el motor es excitado con una alimentación de red de tres fases. Cuando el motor es arrancado directo en línea (DOL), mostrará esta característica de torque a medida que el rotor se acelere.

Figura 56. Torque Vs. Velocidad

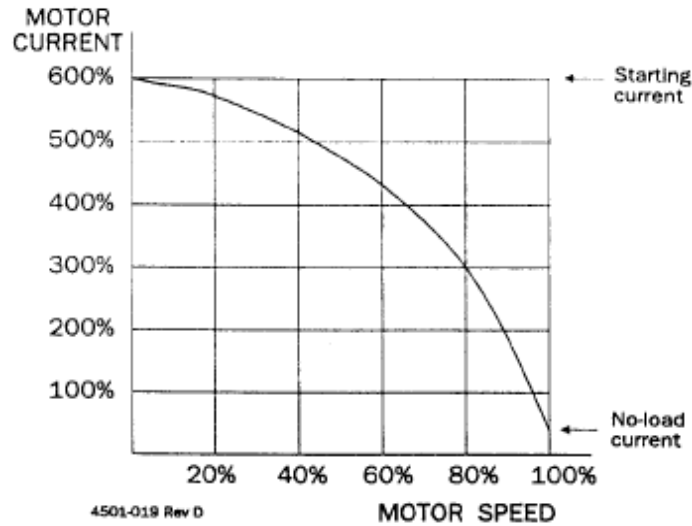


Corriente VS Velocidad

A medida que el rotor se enlentece (a medida que la velocidad de deslizamiento aumenta), el valor del flujo cortando el rotor jaula de ardilla

aumenta, así como la corriente del rotor. Esto se refleja en un incremento de la corriente del estator. Cuando el rotor es enlentecido hasta su parada, con una alimentación de 60Hz, la corriente del estator aumenta a un valor bastante alto típicamente seis veces la corriente de carga completa. Refiérase a la Figura 64 para una curva típica corriente VS velocidad para un motor a inducción jaula de ardilla.

Figura 57. Corriente de línea VS velocidad



Note que aún cuando el motor está sin carga y funcionando cerca de la velocidad de sincronismo, todavía muestra un significativo nivel de corriente. Esto es de hecho **corriente de magnetismo**, y es reactiva (fuera de fase con la tensión). Este componente de magnetismo causa flujo en el motor, y es razonablemente constante sobre el rango normal de cargas del motor. Esta es la razón por la que un motor a inducción siempre funciona a un valor de factor de potencia menor a la unidad (típicamente 0.86 a carga total).

La velocidad de campo magnético es llamada velocidad sincrónica y esta definida por la ecuación (4.13), donde “f” es la frecuencia de línea y “p” es el número de polos.

$$N_s = \frac{120f}{p} \quad (4.13)$$

De la anterior formula se puede que hay varias maneras de manipular la velocidad de un MI:

- **Cambio de números de polos:** Se realiza cambiando las conexiones del bobinado del estator. Normalmente los polos se cambian a razón de 2:1 y proveen dos velocidades sincrónicas.

- **Control de la frecuencia de línea:** Se requiere un vaciador de frecuencia. Para evitar la saturación en el sistema magnético el voltaje en los terminales del motor debe variarse proporcionalmente a la frecuencia. En este tipo de control el deslizamiento es bajo y la eficiencia es alta.

- **Control de la tensión de línea:** Se basa en que el par desarrollado por un MI es proporcional al cuadrado de la tensión en terminales como se muestra en la ecuación (4.15), donde “p” es el número de polos del MI, R_2 es la resistencia rotatoria referida al estator, f_2 la frecuencia de deslizamiento, L_2 inductancia del circuito del rotor referida al estator, E_1 la tensión de alimentación de MI y f_1 la frecuencia de la señal de voltaje de alimentación.

$$T_{mec} = \frac{P}{4\pi R_2} \left(\frac{E_1}{f_1} \right)^2 \frac{f_2}{1 + \left(2\pi f_2 \frac{L_2}{R_2} \right)^2} \quad (4.15)$$

Características generales de selección

- Debido a su diseño con aletas posee una mayor conductividad térmica y por tanto una mejor refrigeración.
- Patas integradas para soportar esfuerzos mecánicos exigentes.
- Terminales ubicados en la parte superior para mejor acceso.
- Rodamientos tipo rígidos de bolas y de doble sello, lo que permite ser libre de mantenimiento.
- Protegido contra chorros de agua en cualquier dirección y contra depósitos de polvo.
- Sistema de aislamiento apto para usarse con variadores de velocidad.
- Diseño moderno, versátil y modular.
- Motor robusto.
- Vida útil hasta 20.000 horas de servicio.
- Libre de mantenimiento.
- Tensión conmutable 220/440V a 60Hz.

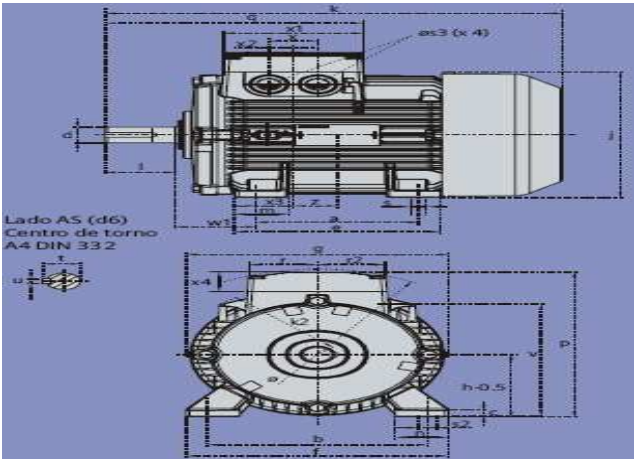
Características específicas de selección

- Par nominal 11.2Nm.
- Velocidad nominal 1675 rpm
- Factor de potencia 0.85
- 1.2 HP

Figura 58. Datos técnicos

Velocidad 1800 rpm, 4 polos, 60 Hz															
Código	Tipo	Frame	Potencia		F.S.	In		Eficiencia η	Factor de potencia $\cos \phi$	Velocidad nominal rpm	Torque nominal Nm	Torque de arranque Tarr / Tn	Cte. de arranque Iarr / In	Momento de inercia kg m ²	Peso kg
		IEC													
		Tamaño	HP	kW		A	A								
25000001108	1LA7 070-4YC60	71M	0,4	0,30	1,05	1,60	0,80	66	0,77	1640	1,74	1,8	2,8	0,0006	4,7
25000001109	1LA7 070-4YA60	71M	0,5	0,37	1,15	1,90	0,95	66	0,81	1590	2,24	1,3	2,7	0,0006	5,5
25000001110	1LA7 071-4YA60	71M	0,6	0,45	1,05	2,20	1,10	69	0,76	1680	2,54	1,8	3,4	0,0008	6
25000001111	1LA7 073-4YA60	71M	0,75	0,56	1,15	2,90	1,45	65	0,79	1650	3,24	1,9	3,7	0,0008	6
25000001113	1LA7 080-4YA60	80M	1	0,75	1,15	3,50	1,75	69,2	0,87	1660	4,29	1,9	3,7	0,0015	8,1
25000001114	1LA7 081-4YA60	80M	1,2	0,90	1,05	4,00	2,00	70	0,85	1675	5,10	2,2	3,7	0,0018	9,3
25000001115	1LA7 083-4YA60	80M	1,5	1,12	1,15	5,00	2,50	72	0,89	1650	6,48	1,8	3	0,0018	9,3

Figura 59. Dimensiones



Medidas para montaje (dimensiones en mm)																		
Motor tamaño	Medidas comunes (IM B3, IM B5)					medidas de la forma constructiva IM B3								Medidas de la forma constructiva IM B5 / IM B35				
	l	d	t	u	g	p/p ₂	k	a	b	h	w ₁	s	e	f	a1	b1	c1	e1
	f1	s1	k															
071	30	14	16,1	5	148	-	178,5	240	90	112	71	45	7	107,5	132	160	110	5,5
080	40	19	21,5	6	163	-	193,5	273,5	100	125	80	50	9,5	119,5	150	200	130	8

3.2.7. Control escalar V/f. Alrededor de 65% de la aplicaciones de los motores de inducción corresponde a bombas, ventiladores y compresores; en la mayoría de estas aplicaciones, los motores operan, en la mayoría de los

casos, por debajo de sus valores nominales de carga; el voltaje aplicado al estator, crea un campo magnético rotatorio que induce corrientes en el estator, generándose par en el eje; si no se requiere el par nominal, el máximo campo magnético tampoco se requerirá; la corriente que produce el campo magnético adicional aumenta las pérdidas por efecto Joule en las resistencias, disminuyendo el rendimiento del motor.

En muchos complejos industriales, los motores de inducción son controlados por convertidores de frecuencia con la técnica de control U/f, la cual se basa en el mantenimiento de una relación voltios hertz (U/f) apropiada para adaptarse a las necesidades de la carga, pudiendo el usuario especificar la curva U/f deseada. Sin embargo, la mayoría de las veces no se conocen los criterios de control prácticos de ajuste de la curva U/f, lo que no permite explotar al máximo las posibilidades de accionamiento.

En el control óptimo de motores de inducción, uno de los problemas que se ha considerado es el maximizar el rendimiento; este se obtiene minimizando la energía consumida por la máquina en un intervalo de tiempo dado.

La técnica de control U/f se basa en un modelo estático del motor en el que se considera despreciable la resistencia del estator R_s , y se asume voltajes de estator sinusoidales simétricos.

Cuando un motor hace parte de un accionamiento de velocidad variable, la magnitud RMS del voltaje de estator U_s y su frecuencia ω_s puede diferir de sus valores nominales U_{s0}, U_{a0} , entonces el par normalizado en estado estable está dado por la expresión:

$$y = y_{p0} \left(\frac{U_s / \omega_s}{U_{s0} / \omega_{a0}} \right)^2 \frac{2}{\frac{S}{S_p} + \frac{S_p}{S}} \quad (4.16)$$

Donde:

y_{p0} Es el par máximo al voltaje y frecuencias nominales.

$\frac{S}{S_p}$ El valor normalizado del deslizamiento

S_p Es el deslizamiento para el cual el par es máximo

Donde:

$$\frac{S}{S_p} = \frac{\sigma \cdot \omega_s \cdot L_r}{R_r} \quad (4.17)$$

Donde:

σ Es el factor de dispersión del motor.

L_r La inductancia en el rotor.

R_r Resistencia del rotor.

w_s Frecuencia en el rotor o frecuencia de deslizamiento.

Considerando la resistencia de estator R_s despreciable, la magnitud del flujo del estator se puede escribir como la ecuación 4.18:

$$\|\Phi_s\| = k \frac{U_s}{w_a} \quad (4.18)$$

Donde:

k Es un constante de proporción

Ahora sustituyendo la ecuación 4.18 en 4.16, se puede observar que el par varia con el cuadrado del flujo, por tanto el par se puede expresar:

$$y = k_1 \|\Phi_s\| \frac{1}{k_2 w_s + \frac{1}{k_2 w_s}} \quad (4.19)$$

Donde k_1 y k_2 son constantes.

La ecuación 4.19 sugiere dos formas posibles de control:

- Mantener el flujo constante y usar el deslizamiento para variar el par y la velocidad.
- Mantener el deslizamiento constante, usando el flujo para variar el par y la velocidad.

La primera es la forma clásica del control U/f; la segunda permite adecuar el estado magnético de la maquina con el punto de operación de par y velocidad, lo que mejora su rendimiento.

En resumen, el concepto básico del control escalar V/f, es mantener esta relación constante. Por ejemplo: La relación para motores de 460V y 230V se muestra en la figura 60.

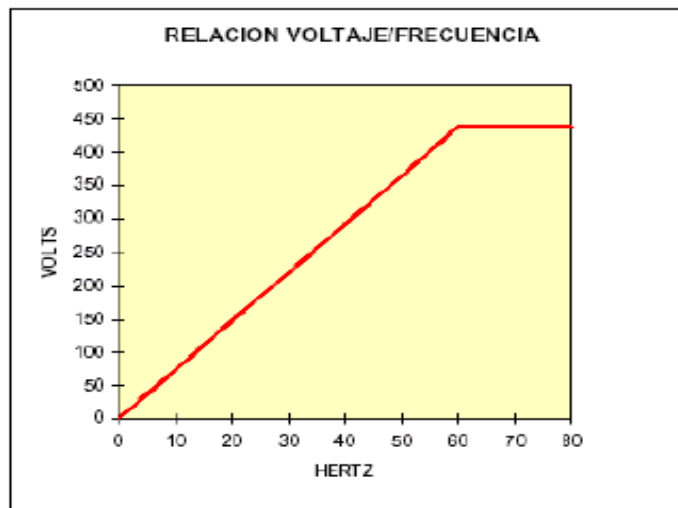
Si la relación V/f se incrementa al bajar la frecuencia para reducir la velocidad del motor, la corriente se incrementara llegando a ser excesiva. Si por el contrario la relación V/f se reduce al subir la frecuencia para elevar la velocidad del motor, la capacidad de torque se vera reducida.

Cuando se opera por encima de la velocidad nominal, la relación V/f se reduce ya que se aplica un voltaje constante al motor, que generalmente es el voltaje nominal, por lo que las capacidades de torque se reducen.

A frecuencia de alimentación del motor de 30Hz y menores, la relación V/F no siempre se mantiene constante, ya que dependiendo del tipo de carga, el voltaje puede incrementarse para elevar la relación V/f para que el motor produzca un torque mayor, especialmente a velocidad cero. Este ajuste es llamado Voltaje Boost.

Figura 60. Relación voltaje/frecuencia para el control U/f

Voltaje	Frecuencia	Volts / Hz
460	60	7.6
230	60	3.8



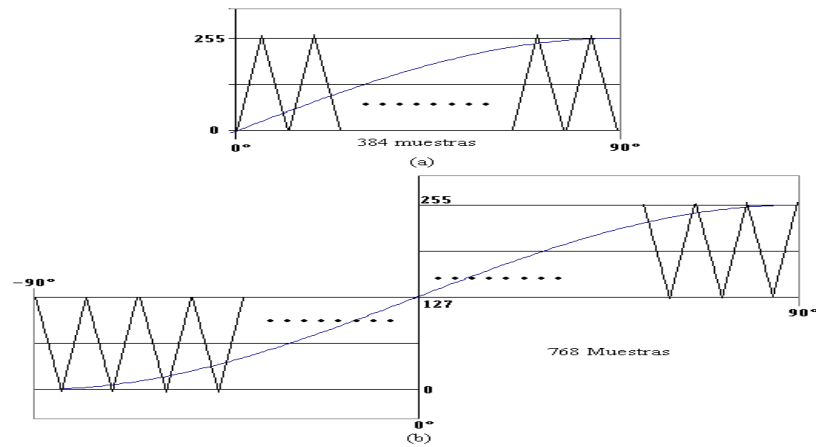
Cuando le motor opera con cargas ligeras se puede producir la relación V/f para minimizar la corriente del motor, debido a que se aplica un voltaje menor, se consigue reducir la corriente de magnetización y consecuentemente producir un torque menor que aun sea tolerable.

- **Diseño de controlador U/f en lazo abierto.** Para efectos del diseño del controlador U/f tomaremos como técnica de modulación SPWM + tercer armónico, para las otras técnicas de modulación presentes en el programa, la diferencia esta principalmente en la discretización de las señales de referencia. Debido a que intentar reproducir una señal dentro del microcontrolador a través de una ecuación tiene un costo computacional muy elevado, ya que se ocuparía probablemente al microcontrolador ha hacer muchas operaciones durante periodos de tiempo largos. Por tal motivo cuando se desea generar una señal a través de un microcontrolador, la mejor opción es implementar tablas de lockup, las cuales tienen muestras discretas de la señal que se desea representar. La frecuencia de la señal dependerá de la velocidad con que se lean los datos.

Al momento de discretizar la señal de referencia sinusoidal + tercer armónico, se debe considerar el tipo de PWM deseado y si este será bipolar o unipolar.

Estas características determinan en gran medida el número de muestras que se deben albergar en la memoria. En el caso del SPWM unipolar, basta con almacenar un total de 384 muestras correspondientes a los primeros 90° de la señal sinusoidal. El resto de la señal se reproduce leyendo la tabla en sentido contrario. Para el unipolar, se debe almacenar el doble de los datos, con el fin de no comprometer la resolución deseada. La figura 68 muestra el tipo de modulación, unipolar o bipolar.

Figura 61. Muestreo según el modo de operación del PWM, bipolar o unipolar



En la memoria se albergan un total de 361 datos, que representan cada uno de los valores en binario correspondiente al valor instantáneo de la amplitud de la señal de salida según la ecuación 4.20.

$$A_m = \left\{ \left[\sin \left[\frac{P_{m-1} \pi}{180} \right] + \frac{1}{6} \sin 3 \left[\frac{P_{m-1} \pi}{180} \right] \right] * 127 \right\} + 128 \quad (4.20)$$

Donde P_0 se asume igual a -90, m varía de 0 a 361 y P_{m-1} es igual a $0.4986 + A_{m-1}$. Al aplicar la fórmula, se obtienen la discretización de un medio de la señal sinusoidal, figura 4.57. Un periodo completo se obtiene leyendo 2 veces la tabla anteriormente formada. La constante 0.4986 sale de dividir los 360° de una señal sinusoidal entre el número de muestras totales ($722 = 361 * 2$).

Para variar la frecuencia y la amplitud de la señal de salida del inversor, nos referimos a la ecuación 4.1. Como el índice de modulación de amplitud es un número que varía entre 0 y 1 basta con multiplicar el valor del índice de modulación de la amplitud deseado por la tabla, obteniendo así una amplitud variable. Para variar la frecuencia de la señal de referencia basta con leer los datos más rápido, para obtener frecuencias más altas; y más lenta, para obtener frecuencias más bajas.

La frecuencia portadora la genera el microcontrolador con un contador de 12 bits ascendente – descendente (PCNT), el cual es controlado por un registro que le indica cual debe ser el conteo máximo a llegar (PMOD), para nuestro caso, el máximo conteo es de 255.

Para obtener finalmente el ciclo útil del SPWM + tercer armónico basta con colocar cada uno de los valores de la tabla en el registro PVALx (x = 1,3 y 5 son el par de PWM en modo complementario), y el microcontrolador determinara el ciclo útil por medio de la ecuación 4.21.

$$D = \left(\frac{PWMvalue}{modulus} \right) * 100 \quad (4.21)$$

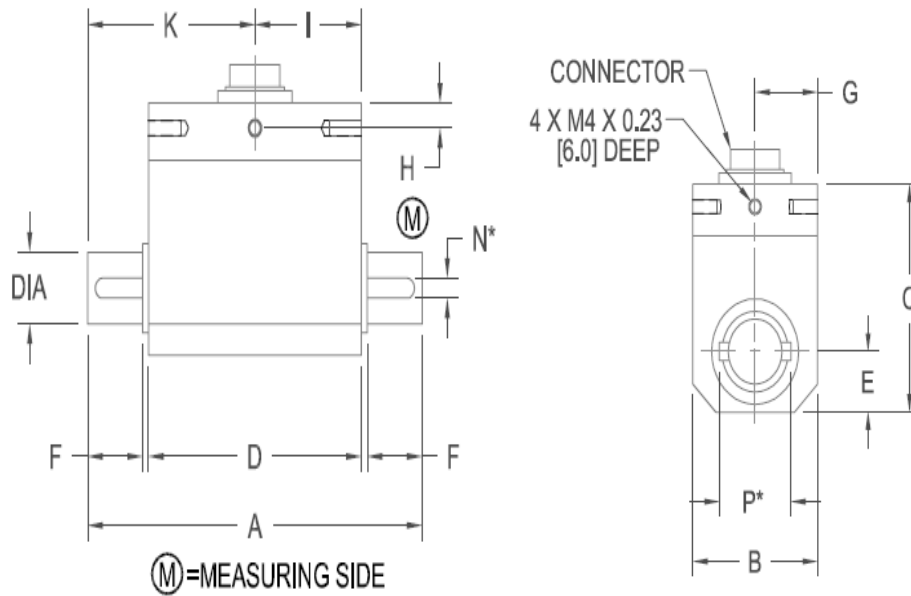
3.2.8. Selección y acondicionamiento del sensor de Par

- **Selección.** Los aspectos importantes de selección del sensor de torque son la carga y rpm nominal del motor de inducción. El motor de inducción posee un torque nominal de 11.2Nm y una velocidad de 1675rpm, de tal manera que se seleccionó un sensor de torque con una capacidad de 20Nm y una velocidad máxima de 3000rpm. Este sensor (TRS300 de Futek) es el que más se acomoda a los requerimientos funcionales, de velocidad y carga del proyecto.

Figura 62. Capacidad y medidas del sensor de torque TRS300

TRS300																
STOCK #	Capacity in-lb N m		DIA	A	B	C	D	E	F	G	H	I	K	N*	P*	MAX AXIAL LOAD lb (N)
FSH01987	89	10														34 150
FSH01988	177	20	0.748	4.25	1.49	2.28	1.73	0.74	1.18	0.74	0.23	0.86	2.08	0.236	0.945	124 550
FSH01989	443	50	[19] g6	[108]	[38]	[58]	[44]	[19]	[30]	[19]	[6]	[22]	[53]	[6]	[24]	225 1000
FSH01990	885	100														405 1800
FSH01991	1770	200														900 4000
FSH01992	4425	500	1.496	7.16	2.87	3.54	2.24	1.43	2.36	1.43	0.19	1.12	3.56	0.394	1.732	1350 6000
FSH01993	8851	1000	[38] g6	[182]	[73]	[90]	[57]	[36.5]	[60]	[36.5]	[5]	[28.5]	[90.5]	[10]	[44]	1350 6000

Figura 63. Dimensiones del sensor de torque TRS300



Las medidas de las cotas se encuentran en la figura 62.

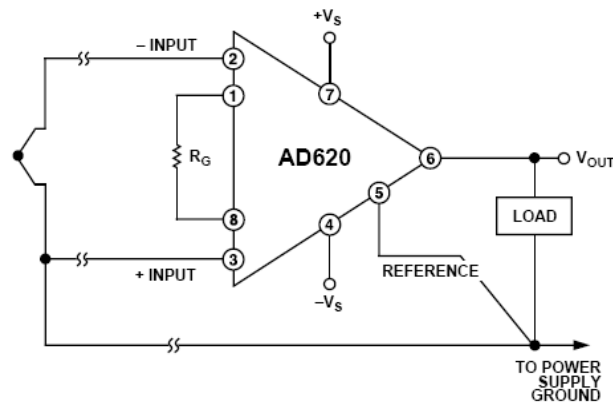
Figura 64. Especificaciones

RATED OUTPUT	2 mV/V nom
SAFE OVERLOAD	150% of R.O.
ZERO BALANCE	±1% of R.O.
EXCITATION (VDC OR VAC)	5 to 11
BRIDGE RESISTANCE	350 Ω nom.
NONLINEARITY	±0.2% of R.O.
HYSTERESIS	±0.1% of R.O.
NONREPEATABILITY	±0.2% R.O.
TEMP. SHIFT ZERO	±0.01% of R.O. / °F [±0.02% of R.O. / °C]
TEMP. SHIFT SPAN	±0.01% of R.O. / °F [±0.02% of Load / °C]
OPERATING TEMP.	41 to 122°F [+5 to +50°C]
ROTATIONAL SPEED	3000 RPM MAX
CONNECTOR:	6 pin Binder Series #581 (09-0323-99-06)
ACCESSORIES AND RELATED INSTRUMENTS AVAILABLE	
CALIBRATION (STD)	Certificate of Conformance
CALIBRATION (AVAILABLE)	5pt CW and CCW
SHUNT CAL VALUE (INTERNAL)	87K ohm
CALIBRATION TEST EXCITATION	10VDC
SHUNT CALIBRATION	With sensor fully connected jump Pins 1 & 6 to generate 2 mV/V nom output.

- **Acondicionamiento.** El sensor de par TRS300 tiene una sensibilidad de 2mV por cada voltio de alimentación, el sensor se alimenta a 5V, por tanto su salida será de 10mV/Nm. El sensor se acondiciona de tal manera que su

salida sea 5V para la carga nominal del motor de inducción, 11.2Nm. La señal de salida del sensor es diferencia, es decir, su salida estará en un voltaje $-V_{cc}$ y $+V_{cc}$, es por esta razón que se hace necesario incluir en su acondicionamiento un amplificador de instrumentación que me referencie esta señal; el amplificador de instrumentación que se utiliza es el AD620 y la configuración de trabajo se muestra en la figura 65.

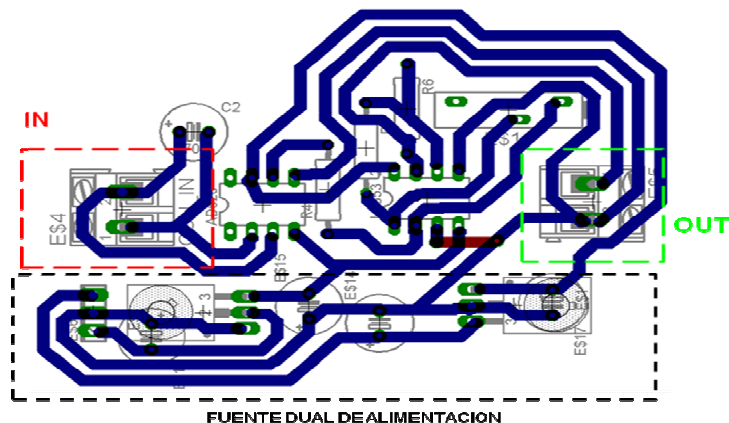
Figura 65. AD620 en modo diferencial



La segunda etapa del acondicionamiento consiste en llevar la señal ya referenciada por el amplificado de instrumentación a un amplificador operacional (LF353) el cual proporcionara la ganancia necesaria para obtener los valores ya especificados.

Como dato adicional, el sensor se alimenta con la misma fuente con la que se alimenta los amplificadores, esto para evitar descompensaciones, además se agrega en la entrada del sensor de par un condensador que actuara como filtro y evitara el ruido ocasionado por el sistema en funcionamiento.

Figura 66. Circuito impreso sensor de par



3.2.9. Selección y acondicionamiento del sensor de velocidad

- **Selección.** El Tacogenerador seleccionado se aloja en una cubierta de aluminio que le permite ser más robusto frente al ambiente externo en el que se desempeña. Son fabricados de una aleación que contiene por lo menos un 90% de plata. El sistema posee un aislamiento de alta fidelidad que permite mayor seguridad en su manipulación. Además entre sus características se encuentra que puede manejar una velocidad máxima de 12000rpm, esta y otras características importantes, son mostradas en la figura 71.

Figura 67. Características del sensor de velocidad TB-740-2

Model Number	Mounting	Weight (Approx.)	Inertia (Approx.) oz-in-sec ²	V/1000 RPM	RPM (max)	Armature Resistance (dynamic)	Armature Inductance (henrys)	Outline Dimensions	Mounting Dimensions	Shaft Size (in.)
SA-740A-7	Face	3.0 oz	1.32×10^{-4}	2.6v	12,000	40Ω	0.024h	Fig. 10	Fig. 1	.120
SB-740A-7	Flange	3.0 oz	1.32×10^{-4}	2.6v	12,000	40Ω	0.024h	Fig. 10	Fig. 2	.120
SA-740A-2	Face	3.0 oz	1.32×10^{-4}	7.0v	12,000	350Ω	0.18h	Fig. 10	Fig. 1	.120
SB-740A-2	Flange	3.0 oz	1.32×10^{-4}	7.0v	12,000	350Ω	0.18h	Fig. 10	Fig. 2	.120

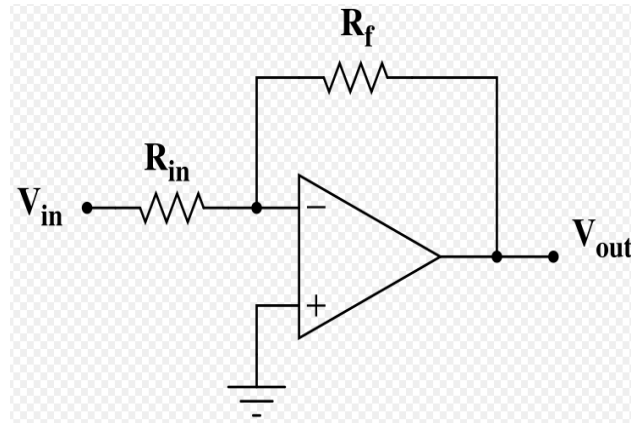
- **Acondicionamiento.** El sensor de velocidad TB-740-2 desempeña un papel importante en el funcionamiento del sistema, ya que es el encargado de sensar la velocidad del motor, con eso permitiendo tener una señal eléctrica de DC a su salida proporcional a las revoluciones de giro (7V/1000rpm).

Las especificaciones de acondicionamiento sugieren que se entregue una señal de DC manejado por el siguiente rango: en velocidad 0rpm = 0Vdc y en velocidad nominal en velocidad 1675rpm = 5Vdc.

Para tal efecto se trabaja en dos etapas, la primera me permitirá acondicionar la señal del sensor de velocidad por medio de un amplificador inversor de tal manera que pueda manipular la ganancia A dada por:

$$A = \frac{R_f}{R_{in}} \quad (4.22)$$

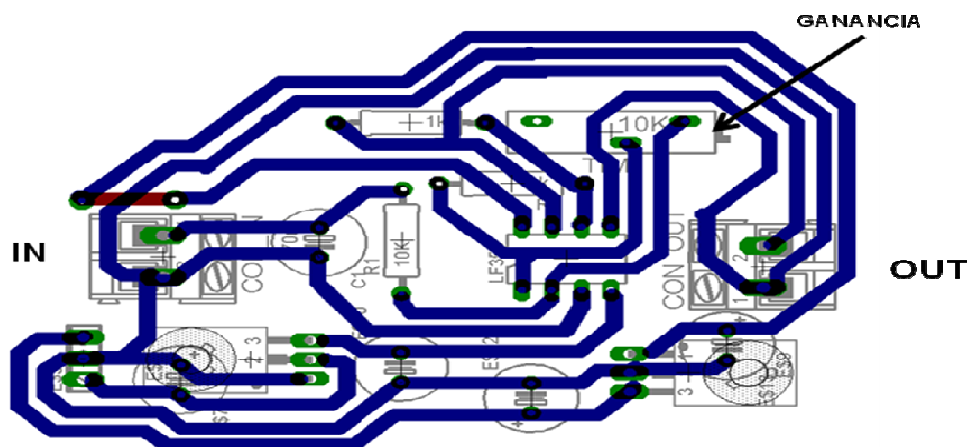
Figura 68. Circuito inversor



Como la salida del amplificador inversor de la primera etapa es modificada, es decir, sale invertida es necesario una segunda etapa con un amplificador inversor pero ahora con ganancia unitaria.

- **Diseño del impreso.** El diseño se realiza utilizando el circuito integrado LF353 y fuente independiente, el cual tiene dos amplificadores operacionales encapsulados de 8 pines. Como dato adicional, fue necesario agregarle un condensador electrolítico de 470uF en la entrada, actuando como filtro y eliminando el ruido generado por el sistema.

Figura 69. Diseño impreso acondicionamiento sensor de velocidad



4. PROTOTIPADO

En esta etapa de diseño se utilizan herramientas CAD, como lo es en esta caso SolidEdge para diseñar una estructura donde puedan estar alojados todos los elementos descritos anteriormente y otros elementos como los acoples y la chumacera que permitirán interactuar de manera fácil y rápida con las variables que se manejan, velocidad y par.

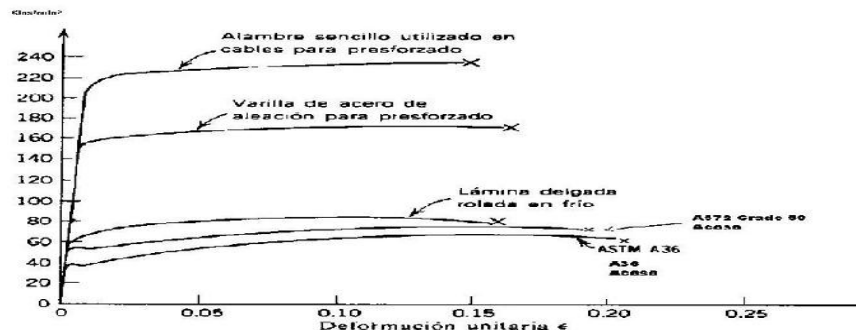
Inicialmente se trabajo con la idea de fabricar cada una de los soportes para los elementos de todo el sistema como una estructura solida especialmente para fundición. Pero como se analizo en la matriz de tamizaje en la selección de conceptos (apartado 3.3.4), no fue viable, ya que se aumentaban los costos considerablemente y no era susceptible a posibles cambios o anexos en el futuro.

4.1. SELECCIÓN DEL MATERIAL

El material seleccionado es acero A3, el cual es el material estructural más usado para la construcción de estructuras en el mundo. Es fundamentalmente una aleación de hierro (mínimo 98%), con contenido de carbono del 1% y otras pequeñas cantidades de materiales como manganeso, para mejorar su resistencia y fosforo, azufre, sílice y vanadio para mejorar su soldabilidad y resistencia a la intemperie. Es un material usado para la construcción de estructuras, de gran resistencia, producido a partir de materiales muy abundantes en la naturaleza. Entre sus ventajas más significativas se encuentra la gran resistencia que posee a la tensión y compresión, además de su costo razonable.

Las características del acero estructura A-36 se pueden apreciar en las curvas de “esfuerzo - deformación unitaria” a tensión, mostradas en la figura 77.

Figura 70. Curvas esfuerzo. Deformación en aceros estructurales



En la figura se pueden ver varias zonas:

- Un comportamiento elástico hasta un esfuerzo alto. Se aplican las relaciones lineales entre el esfuerzo y la deformación.
- Una zona de comportamiento plástico, en la cual el esfuerzo permanece prácticamente constante, pero aumenta continuamente la deformación unitaria.
- Un punto de falla o ruptura.

4.2. DISEÑO DE PIEZAS

En esta etapa se pretende generar un prototipo que me permita ubicar de manera adecuada todos los elementos del sistema. Inicialmente se encuentra el motor que es el que me proporcionara velocidad y fuerza al sistema, seguido del sensor de par el cual debe estar ubicado entre el motor y la carga, ya que finalmente lo que mide es la deformación que se genera en el eje del sensor cuando el freno está actuando. Después, como se observa en la figura 78, está el freno electromagnético, el cual como ya mencionamos, es el que me suministra la carga al sistema, y por último esta el sensor de velocidad que es encargado de medir esta variable. Todos estos componentes están sobre una estructura que permitirá dar soporte y confiabilidad para la realización de laboratorios de control de par y velocidad, además de incorporar un sistema de elevación y traslado que permite una fácil manipulación.

Figura 71. Diseño general de la planta

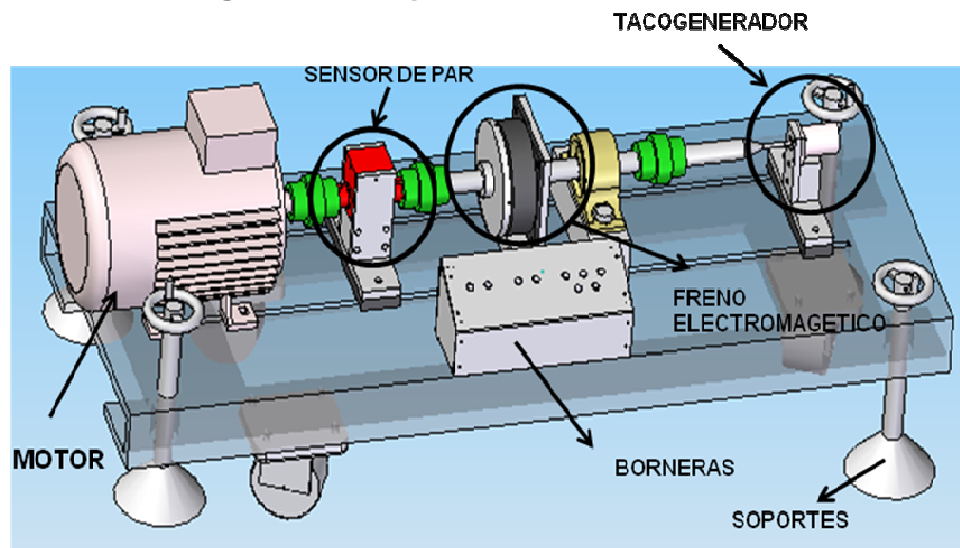


Figura 72. Base principal

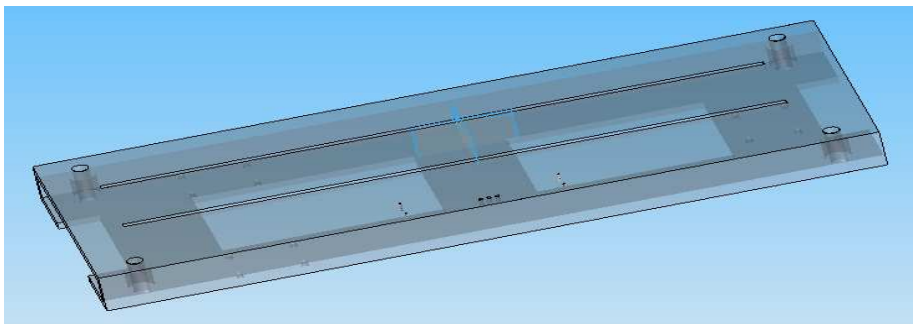


Figura 73. Base sensor de par

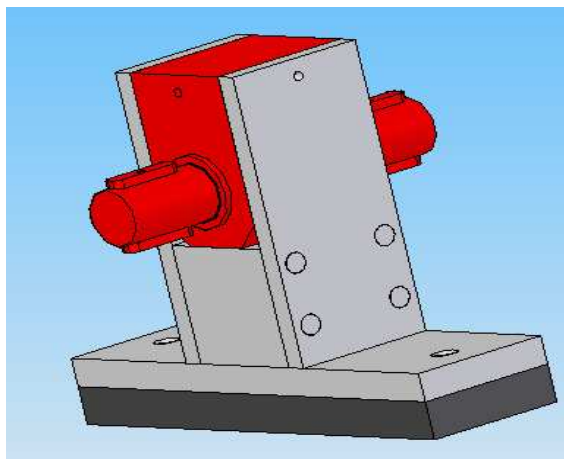


Figura 74. Base freno electromagnético

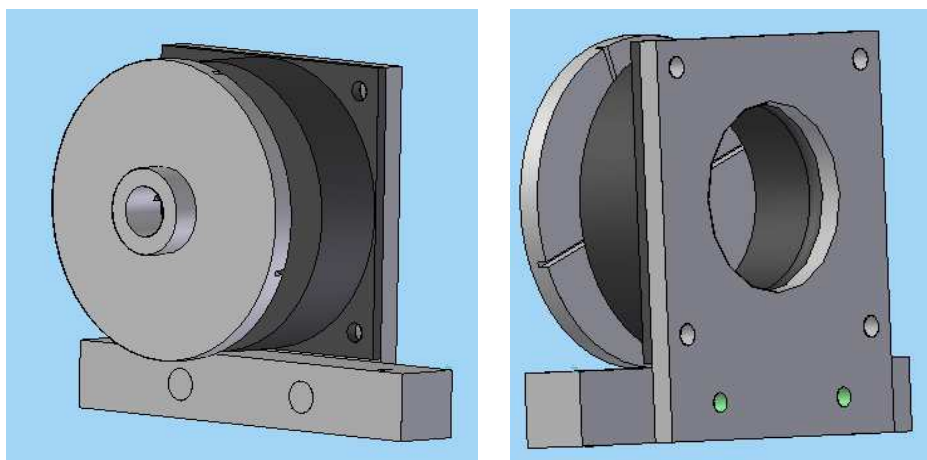


Figura 75. Base Taco generador

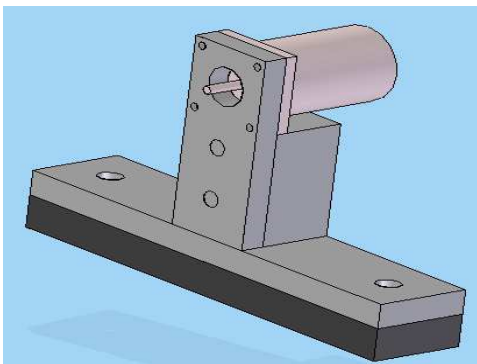


Figura 76. Base chumacera

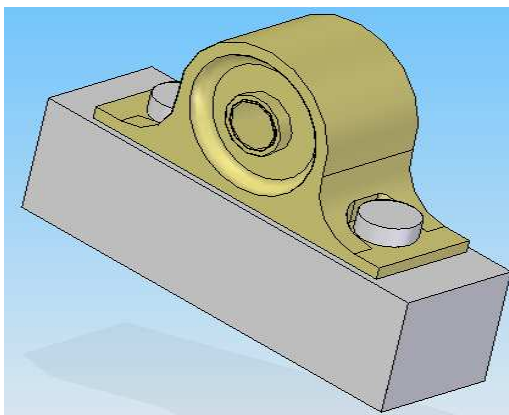
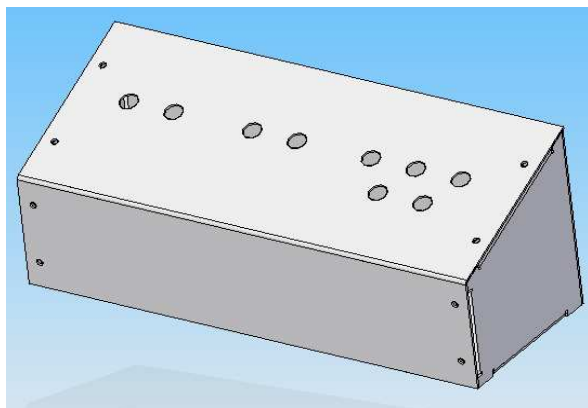


Figura 77. Borneras de control



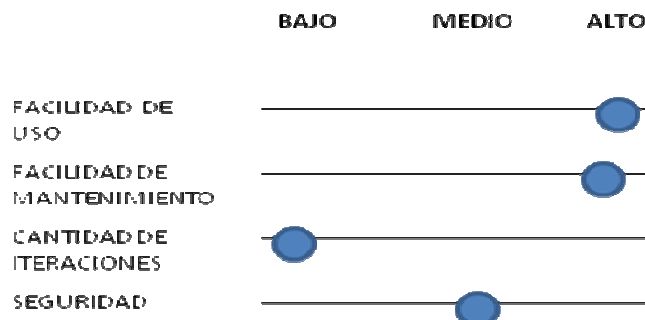
5. DISEÑO INDUSTRIAL

En esta etapa de diseño, se crea y desarrolla conceptos y especificaciones que optimicen la función, valor y la apariencia del producto y sistemas para el beneficio mutuo, tanto del usuario como del producto.

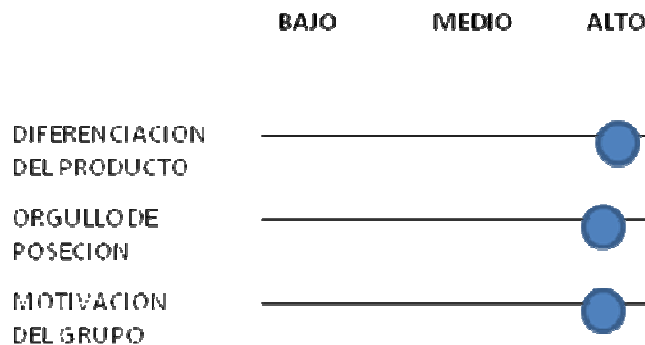
5.1. OBJETIVOS

- **Utilidad:** La interfaz con el usuario debe ser segura, fácil de usar e intuitiva.
- **Apariencia:** Formas, líneas, proporciones y colores se usan para integrar al producto en algo agradable.
- **Facilidades de mantenimiento:** Debe comunicar de forma sencilla como será su mantenimiento y reparación.
- **Bajo costo:** Las formas y características del producto influyen en el costo de producción.
- **Comunicación:** El producto debe comunicar la filosofía corporativa y su misión por medio de su apariencia visual.

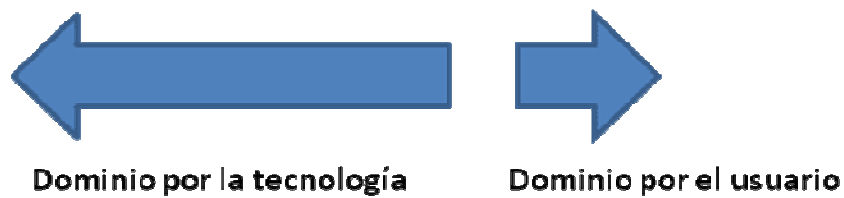
5.2. EVALUACION ERGONOMICA



5.3. EVALUACION ESTETICA

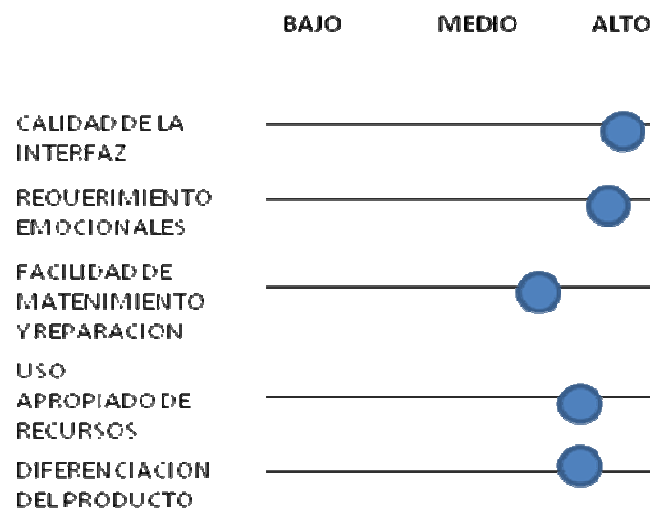


5.4. DOMINIO DEL PRODUCTO



El producto se encuentra en el dominio de la tecnología ya que su beneficio principal está basado en la tecnología o en su habilidad de acometer una tarea técnica específica. En este caso los requerimientos ingenieriles y técnicos predominan sobre los demás.

5.5. EVALUACION DE CALIDAD



7. CONCLUSIONES

- Se demuestra la gran aplicabilidad y confiabilidad del microcontrolador de Motorola MC68HC908MR32 para el control de motores de inducción, gracias a sus amplias herramientas que permiten fácil y rápida programación.
- La inclusión de herramientas CAD en el desarrollo del prototipado permiten un fácil diseño a bajo costo de cada una de las piezas, además de que permiten una comunicación visual bastante representativa tanto para el cliente como para empresa que finalmente maquila el producto.
- Aunque el control escalar U/f no es el mas optimo control en el mercado, es bastante utilizado a nivel industrial; además su fácil y rápida implementación permite obtener una introducción a la gran variedad de controladores avanzados para motores de inducción que se encuentran ahora en le mercado.
- Tener claros los parámetros de las variables a analizar, como lo es en este caso la velocidad y el par, permite encontrar entre una gama muy amplia de transductores el más adecuado para dicha aplicación.
- Teniendo en cuenta la importancia de las variables sensadas, se hace necesario instrumentar estas señales de manera óptima y con una minima cantidad de ruido, que permita una buena interpretación de las magnitudes físicas que se encuentran actuando.
- Los circuitos de rápida conmutación como lo es el conversor AC/DC necesitan ser diseñados de la manera mas compacta posible, es decir, que las pistas sean cortas y que las distancia entre elementos sea la menos para evitar inducciones indeseadas que afecten el funcionamiento del circuito de control que es muy sensible al ruido. En la etapa de potencia también son recomendables los trazos cortos para que el sensado de señales no se afecte por las caídas de voltaje que suceden en los trazos.
- Dimensionar los dispositivos tales como los diodos e interruptores para que sus niveles máximos de voltaje y corriente sean por lo menos el doble de los que están operando en la aplicación. Esto permite que los circuitos desarrollados sean mas resistentes a fallas.
- La conmutación a alta frecuencia del inductor ocasiona que se genere transferencia de radio frecuencia RFI la cual puede fácilmente ocasionar problemas a sistemas electrónicos cercanos así no estén conectados entre si.

8. BIBLIOGRAFIA

BERGAS, Joan; SUDRIA, Antony; RULL, Joan y FILLET, Sergi. Del PWM a la modulación vectorial, Automática e Instrumentación. 5 ed. Barcelona: McGraw-Hill, 1999. 79 p.

PINEWSKI, Peter. *Motor Control*, 3 ed. Madrid: McGraw-Hill, 2000. 150 p.

MOHAN, Ned; TORE, Undeland y PRET, Robbins. *Power Electronics: converters, applications and design*. 8 ed. Barcelona: Prentice-Hall, 2000. 25p.

RASHID, Muhammad H. Electrónica de Potencia. Circuitos, dispositivos y aplicaciones. 7 ed. Sevilla: McGraw-Hill, 2000. 65 p.

GOODFELLOW Joker. Field-programmable gate-arrays and semi-custom designs for sinusoidal and current-regulated PWM. 7 ed. Madrid: McGraw-Hill, 1995. 147 p.

ANEXOS

Anexo A. Introducción a *CodeWarrior*

CodeWarrior es la plataforma de simulación y programación de Motorola que permite simular y programar sus productos. En este apartado se hará una breve introducción a esta plataforma tratando los siguientes temas:

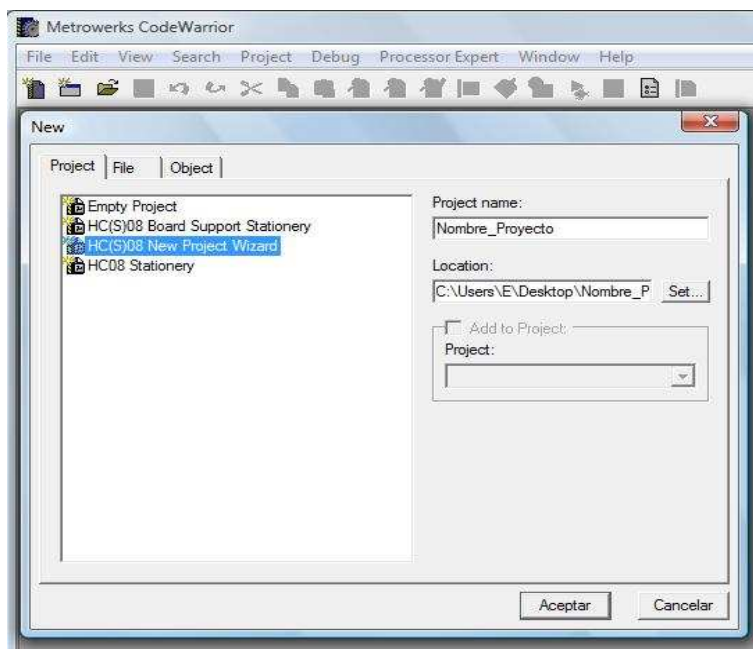
- Creación de un proyecto
- Estructura de desarrollo
- Direccionamiento y declaración de variables funciones e interrupciones
- Programar del microcontrolador

1.1 CREACION DE UN PROYECTO

Para la creación de un proyecto utilizaremos *CodeWarrior* 3.1 para la familia HC08. Este software está disponible en la página web de Motorola, <http://www.freescale.com>.

- Asistente en la creación del proyecto

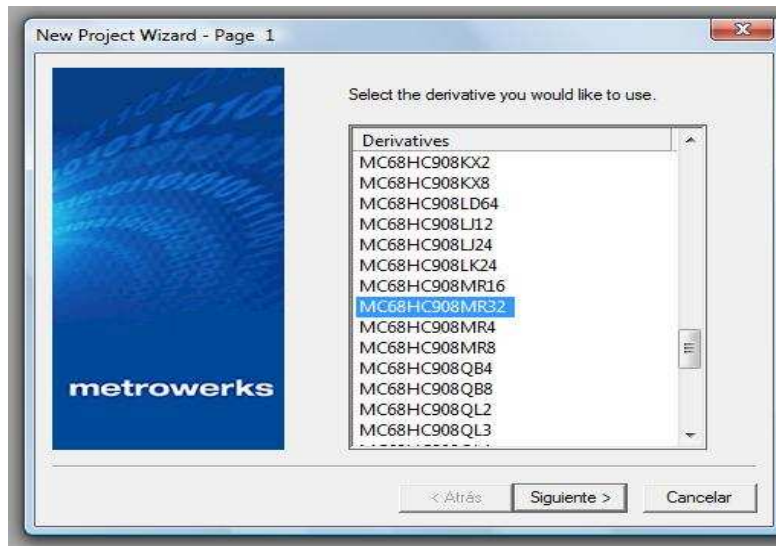
Figura 1.1. Asistente del proyecto_1



Se utiliza el asistente para crear un proyecto, dándole un nombre y una ubicación.

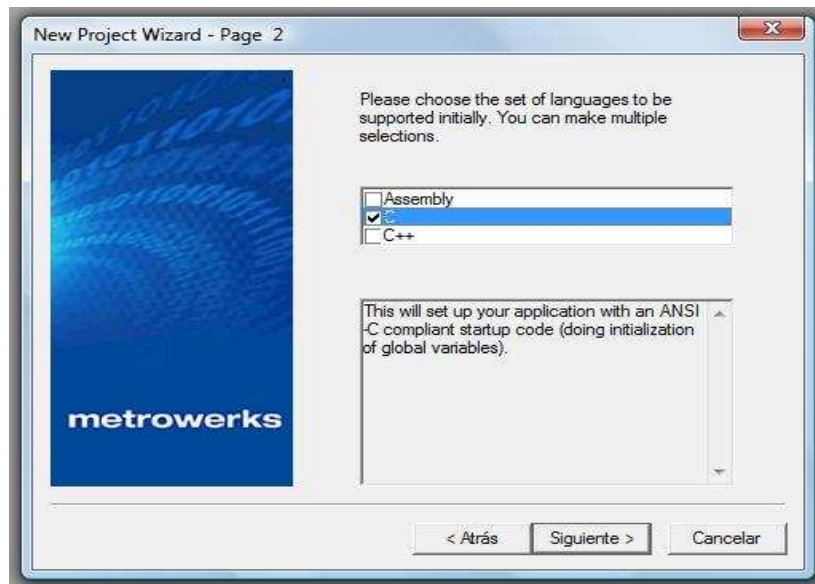
Se busca y se señala la serie del microcontrolador con el que se va a trabajar, en nuestro caso es el MC68HC908MR32.

Figura 1.2. Asistente del proyecto_2



Se selecciona el lenguaje de programación, generalmente se trabaja en C.

Figura 1.3. Asistente del proyecto_3



En los próximos cinco pasos se pulsa siguiente hasta llegar a la siguiente ventana

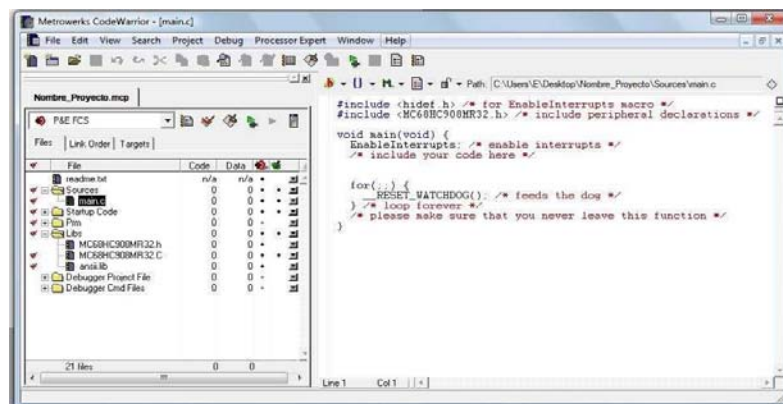
Figura 1.4. Asistente del proyecto_4



Este paso nos permitirá si vamos a simular (P&E Full Simulation) o programar el microcontrolador (P&E Hardware Debugging). En este caso se chequea los dos ya que se tiene la tarjeta programadora y una interfaz de comunicación con el micro que permitirá simular y programar cuando así se disponga.

Finalmente, terminado el asistente para la creación del proyecto, CodeWarrior nos presenta la figura 1.5:

Figura 1.5. Asistente del proyecto_5



El asistente nos presenta esta ventana donde se encuentra los archivos fuentes y las librerías, además nos diseña un boceto para iniciar el código de programación. Incluye la habilitación de una macro y la declaración de periféricos. También habilita las interrupciones.

1.2 ESTRUCTURA DE DESARROLLO

La declaración de variables globales se hace antes del **main** y después de los **include**. Dentro del **main** se configuran los registros necesarios que se utilizarán en el programa y se llaman las funciones necesarias que se utilizan para la ejecución del programa. Estas funciones son creadas y declaradas después de **main**.

Figura 1.6. Estructura de desarrollo

```
#include <hidef.h> /* for EnableInterrupts macro */
#include <MC68HC908MR32.h> /* include peripheral declarations */

void main(void) {
    EnableInterrupts; /* enable interrupts */
    /* include your code here */

    for(;;) {
        __RESET_WATCHDOG(); /* feeds the dog */
    } /* loop forever */
    /* please make sure that you never leave this function */
}


```

← Declaración de variables globales

← Configuración de registros,
llamado de funciones y
código en general

← Declaración de funciones e
interrupciones

1.2.1 Direccionamiento y declaración de variables, funciones e interrupciones.

DIRECCIONAMIENTO

`_CONFIG.Bits.COPD = 1;` Del bit de un registro.
`_PTA.Byte = 0x00;` De un byte de un registro (8 bits).
`_PMOD.Word = 0x00FF;` De una palabra (16 bits).

DECLARACION DE VARIABLES

Figura 1.7. Tipo de variables

Type	Default format	Default value range		Formats available with option -T
		min	max	
char (unsigned)	8bit	-128	127	8bit, 16bit, 32bit
signed char	8bit	0	255	8bit, 16bit, 32bit
unsigned char	8bit	0	255	8bit, 16bit, 32bit
signed short	16bit	-32768	32767	8bit, 16bit, 32bit
unsigned short	16bit	0	65535	8bit, 16bit, 32bit
enum (signed)	16bit	-32768	32767	8bit, 16bit, 32bit
signed int	16bit	-32768	32767	8bit, 16bit, 32bit
unsigned int	16bit	0	65535	8bit, 16bit, 32bit
signed long	32bit	-2147483648	2147483647	8bit, 16bit, 32bit
unsigned long	32bit	0	4294967295	8bit, 16bit, 32bit
signed long long	32bit	-2147483648	2147483647	8bit, 16bit, 32bit
unsigned long long	32bit	0	4294967295	8bit, 16bit, 32bit

La tabla anterior nos muestra el tipo de variable, el formato por defecto y su rango. Por ejemplo:

```
unsigned char varA, varC, varD, varE;  
unsigned char puntero = 0x38;  
unsigned char array[3] = {1, 2, 3}
```

DECLARACION DE FUNCIONES

```
void calculo_subindice (void);  
void comandos_lcd (unsigned char, unsigned char);
```

ESTRUCTURA DE UNA FUNCION

```
void calculo_subindice (void){  
    CODIGO...  
}
```

```
void comandos_lcd (unsigned char funcion, unsigned char direccion_lcd){  
    CODIGO...  
}
```

ESTRUCTURA DE UNA INTERRUPCION

El microcontrolador tiene un vector de direcciones donde se encuentra todas las interrupciones que genera el micro.

Figura 1.8. Vector de interrupciones

Address	Vector	
\$FFD2	SCI transmit vector (high)	22
\$FFD3	SCI transmit vector (low)	
\$FFD4	SCI receive vector (high)	21
\$FFD5	SCI receive vector (low)	
\$FFD6	SCI error vector (high)	20
\$FFD7	SCI error vector (low)	
\$FFD8	SPI transmit vector (high) ⁽¹⁾	19
\$FFD9	SPI transmit vector (low) ⁽¹⁾	
\$FFDA	SPI receive vector (high) ⁽¹⁾	18
\$FFDB	SPI receive vector (low) ⁽¹⁾	
\$FFDC	A/D vector (high)	17
\$FFDD	A/D vector (low)	
\$FFDE	TIMB overflow vector (high)	16
\$FFDF	TIMB overflow vector (low)	
\$FFE0	TIMB channel 1 vector (high)	15
\$FFE1	TIMB channel 1 vector (low)	
\$FFE2	TIMB channel 0 vector (high)	14
\$FFE3	TIMB channel 0 vector (low)	
\$FFE4	TIMA overflow vector (high)	13
\$FFE5	TIMA overflow vector (low)	
\$FFE6	TIMA channel 3 vector (high)	12
\$FFE7	TIMA channel 3 vector (low)	
\$FFE8	TIMA channel 2 vector (high)	11
\$FFE9	TIMA channel 2 vector (low)	
\$FFEA	TIMA channel 1 vector (high)	10
\$FFEB	TIMA channel 1 vector (low)	
\$FFEC	TIMA channel 0 vector (high)	9
\$FFED	TIMA channel 0 vector (low)	
Address	Vector	
\$FFEE	PWMMC vector (high)	8
\$FFEF	PWMMC vector (low)	
\$FFF0	FAULT 4 (high)	7
\$FFF1	FAULT 4 (low)	
\$FFF2	FAULT 3 (high)	6
\$FFF3	FAULT 3 (low)	
\$FFF4	FAULT 2 (high)	5
\$FFF5	FAULT 2 (low)	
\$FFF6	FAULT 1 (high)	4
\$FFF7	FAULT 1 (low)	
\$FFF8	PLL vector (high)	3
\$FFF9	PLL vector (low)	
\$FFFA	IRQ vector (high)	2
\$FFFB	IRQ vector (low)	
\$FFFC	SWI vector (high)	1
\$FFFD	SWI vector (low)	
\$FFFE	Reset vector (high)	0
\$FFFF	Reset vector (low)	

Ejemplo:

```
void interrupt 13 over_flow_TIMA(void){
    CODIGO...
}
```

De esta manera, el programa ejecuta la interrupción cada vez que el contador del TIMA se desborda; `over_flow_TIMA`, es el nombre que se le ha dado a esta interrupción y 13 es el numero que se le asigna a la interrupción.

NOTA: Para mayor información acerca de código C para CodeWarrior, cuando se instala CodeWarrior 3.1, el genera un tutorial en:

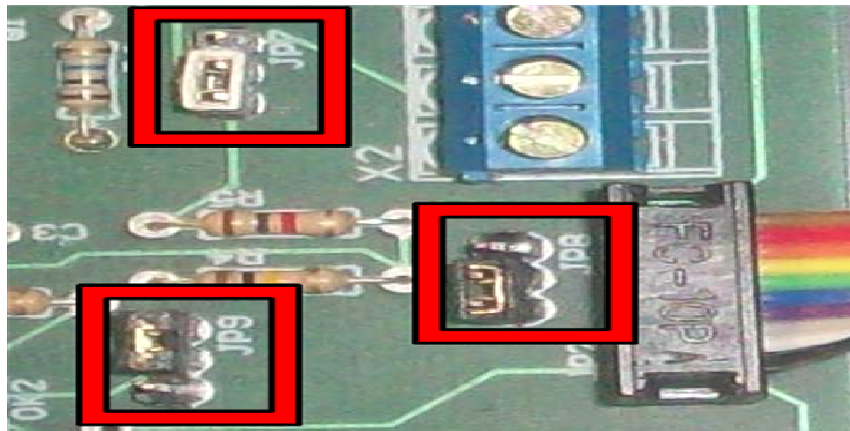
C:\ProgramFiles\Metrowerks\CW08V3.1\ (CodeWarrior_Examples)\HC08\Tutorials\C_for_Embedded_Systems.

Es un archivo en ppt llamado C_for_Embedded.

1.2.2. Programación del microcontrolador. Este aparte se encarga de explicar cómo se debe programar el microcontrolador. Como bien sabemos, se está trabajando en el microcontrolador MC68HC908MR32 el cual ya tiene una interfaz en la tarjeta de desarrollo que me permite programar el micro como se explico en el apartado **4.2.5**.

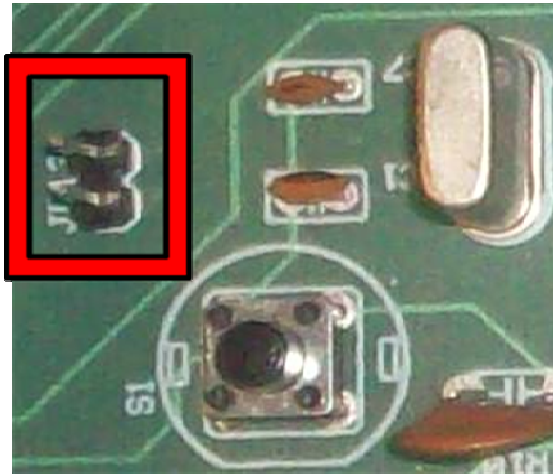
- PINES DE CONFIGURACION PARA LA PROGRAMACION DE LA TARJETA DE DESARROLLO

Figura 1.9. Configuración jumpers_1



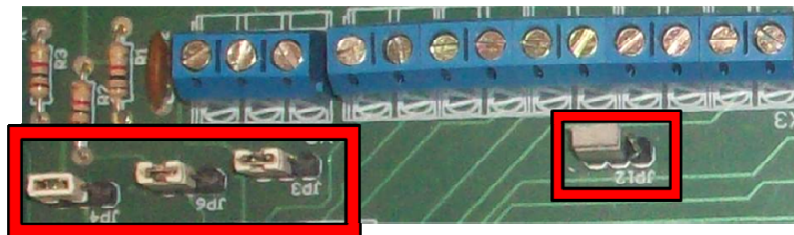
Los pines JP7, JP8 y JP9 deben ir configurados como se muestra en la figura.

Figura 1.10. Configuración jumpers_2



JP13 es el pin que me permiten trabajar con el reloj de la tarjeta de desarrollo. Se deja al aire en el momento de la programación del micro.

Figura 1.11. Configuración jumpers_3

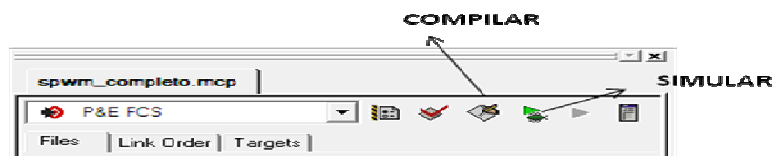


Los pines JP3, JP4, JP6 y JP12 se configuran como se muestra en la figura

CONFIGURACION DE CODEWARRIOR

Lo primero que se debe tener en cuenta es que el programa hecho en CodeWarrior compile sin errores.

Figura 1.12. Ventana de compilación y simulación_1



Al compilar CodeWarrior busca errores de programación y arquitectura. Al simular CodeWarrior compila, seguido de una ventana de simulación donde se observara las modificaciones de los registros y variables que se manipularon al programar.

Figura 1.13. Ventana de simulación

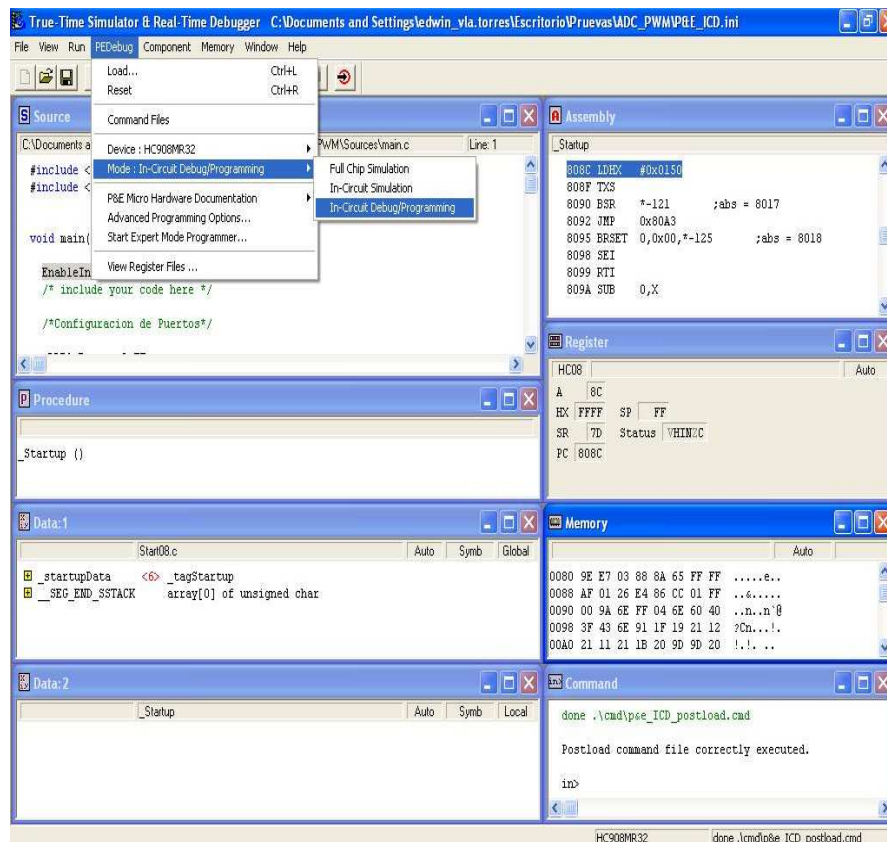
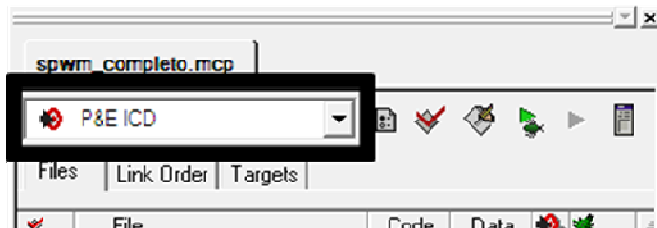


Figura 1.14. Ventana de compilación y simulación_2



Una manera de programar es ubicar P&E ICD en la ventana de despliegue como se muestra en la figura 1.14 y después darle clic a botón de simular. Si

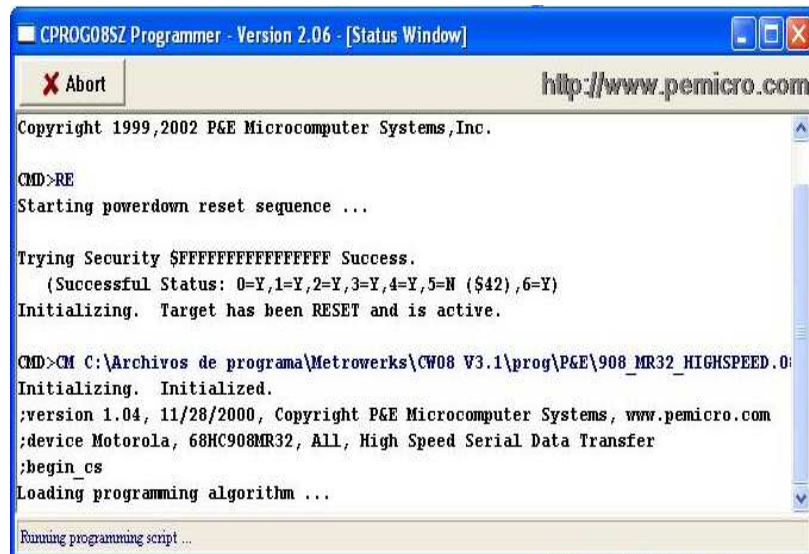
la configuración de los pines de la tarjeta de desarrollo y la ventana de configuración de los parámetros de la tarjeta son correctos, CodeWarrior inicia la programación visualizando la ventana de la figura 1.15.

Figura 1.15. Ventana de programación_1



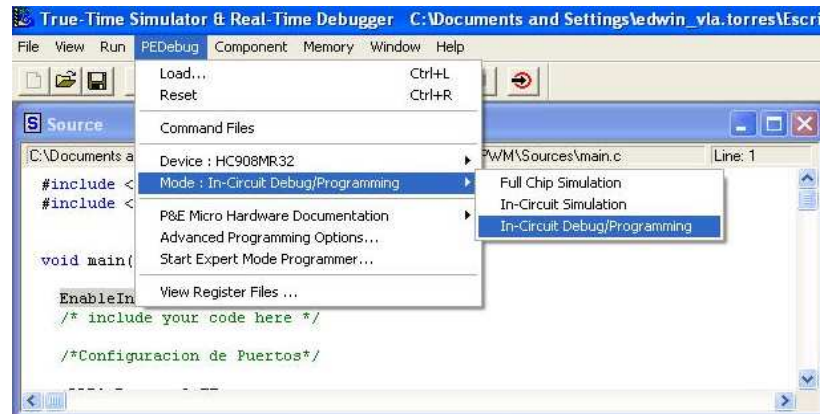
Y comienza a programar:

Figura 1.16. Ventana de programación_2



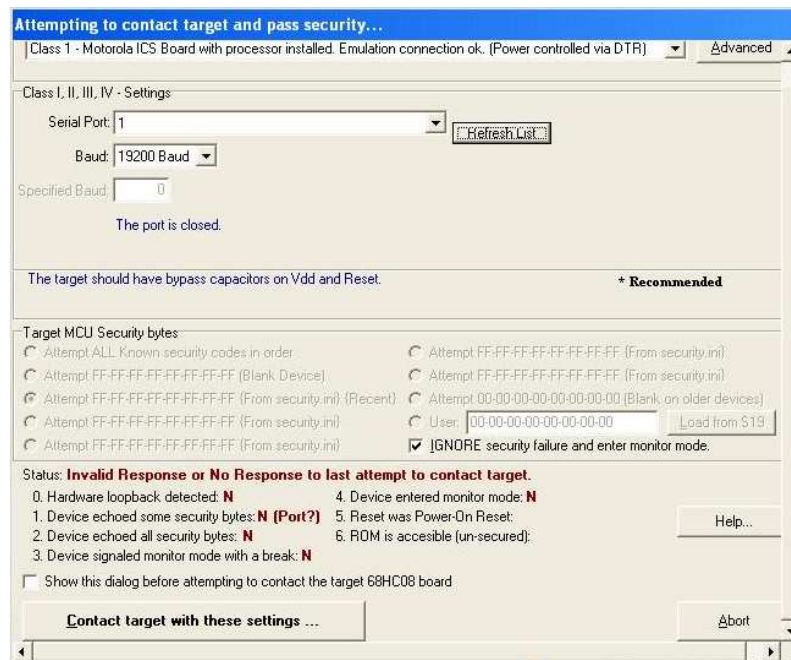
Otra manera de programar, es simular con P&E FCS como se muestra en la figura 1.12, mostrando una ventana de simulación como se puede ver en la figura 1.13. A diferencia de P&E ICD la programación de micro no se hace automáticamente si no manualmente como se puede ver en la figura 1.16.

Figura 1.16. Ventana de programación_3



Después se muestra una ventana de configuración de parámetros la cual debe modificarse como se muestra en la figura 1.17.

Figura 1.17. Ventana de configuración de parámetros



Los estados mostrados en rojo, indica que los parámetros son incorrectos o la tarjeta de desarrollo no tiene los pines bien configurados. La ventana mostrada en la figura 1.17 muestra errores ya que el programador se encontraba apagado y por tanto no había comunicación con la tarjeta, pero los parámetros hay mostrados son los correctos.

Figura 1.18. Programador en el cual está basado este aparte y disponible en la UAO

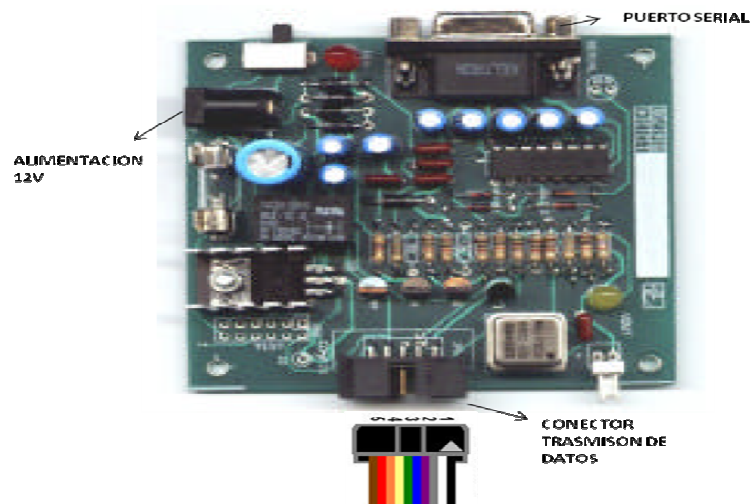
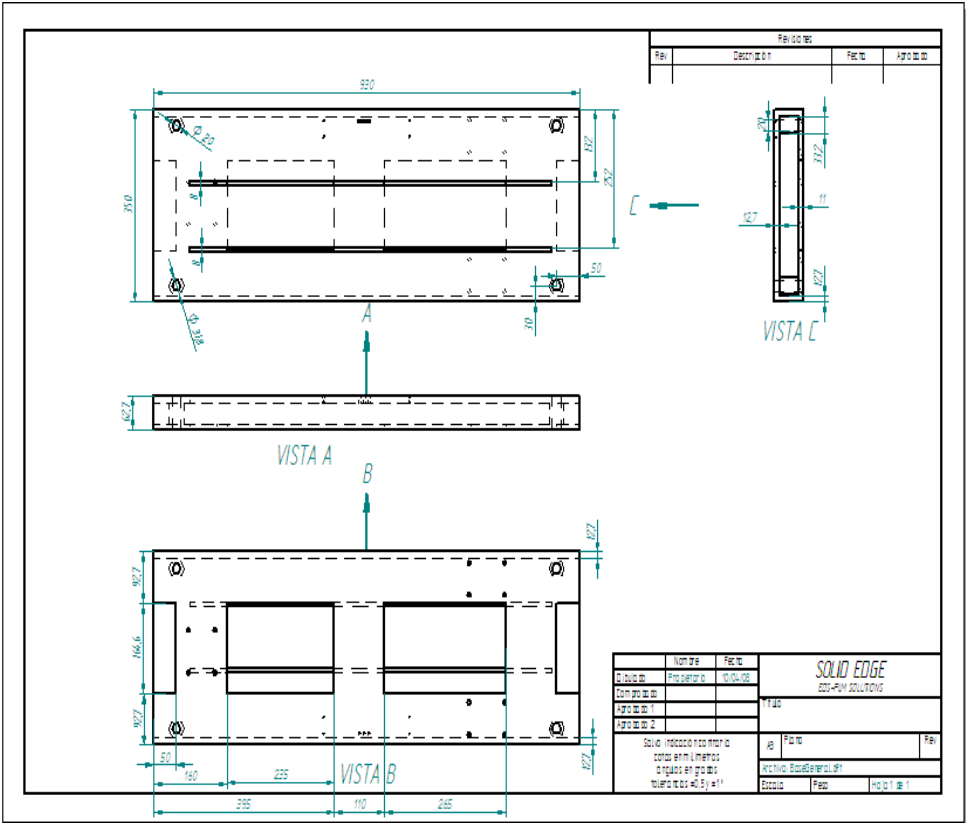


Figura 1.19. Conexión del programador y la tarjeta de desarrollo

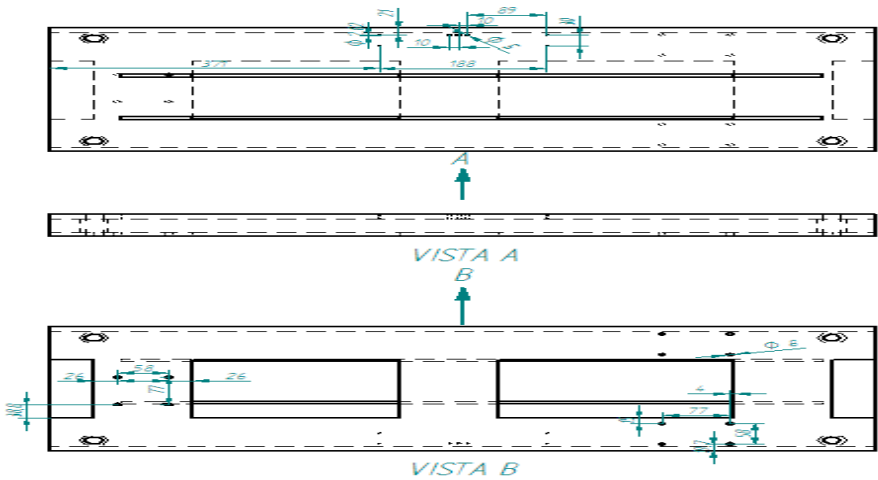


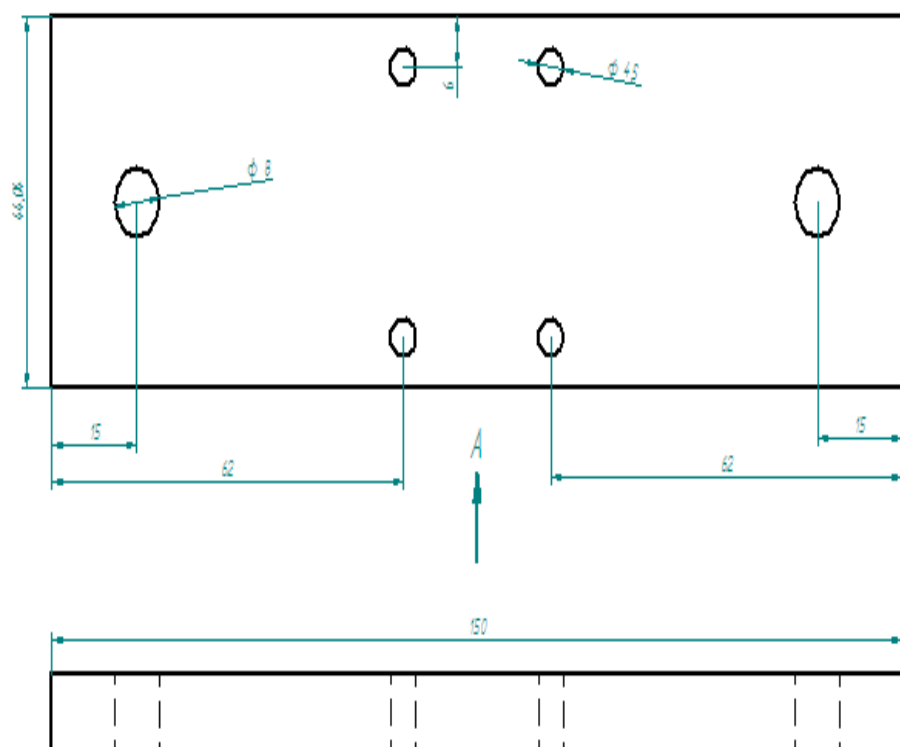
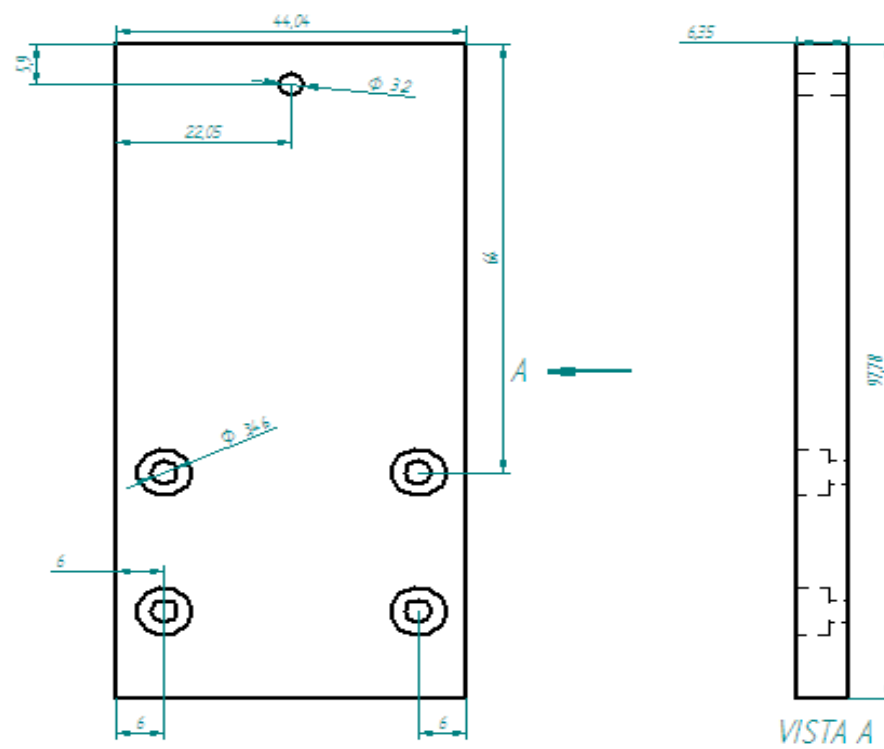
Anexo B. Planos de banco de pruebas

2.1 Base general

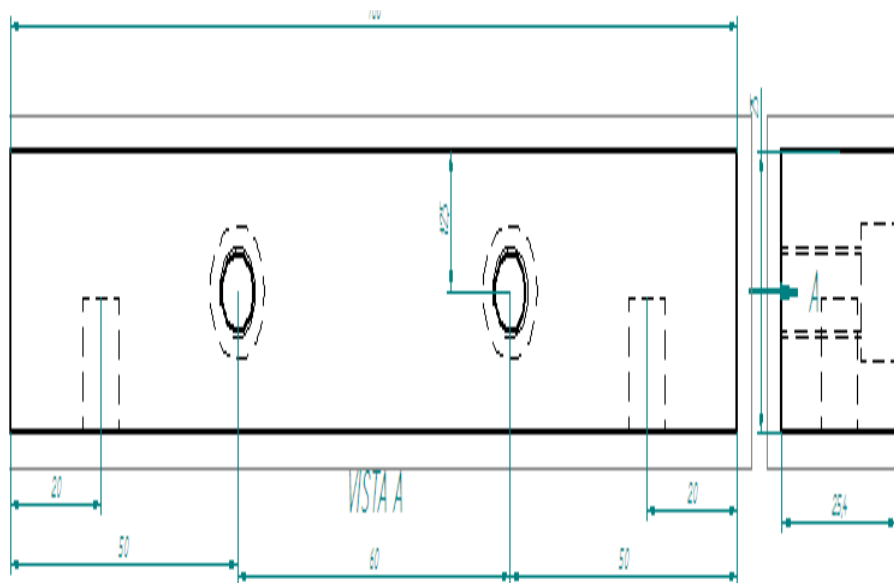
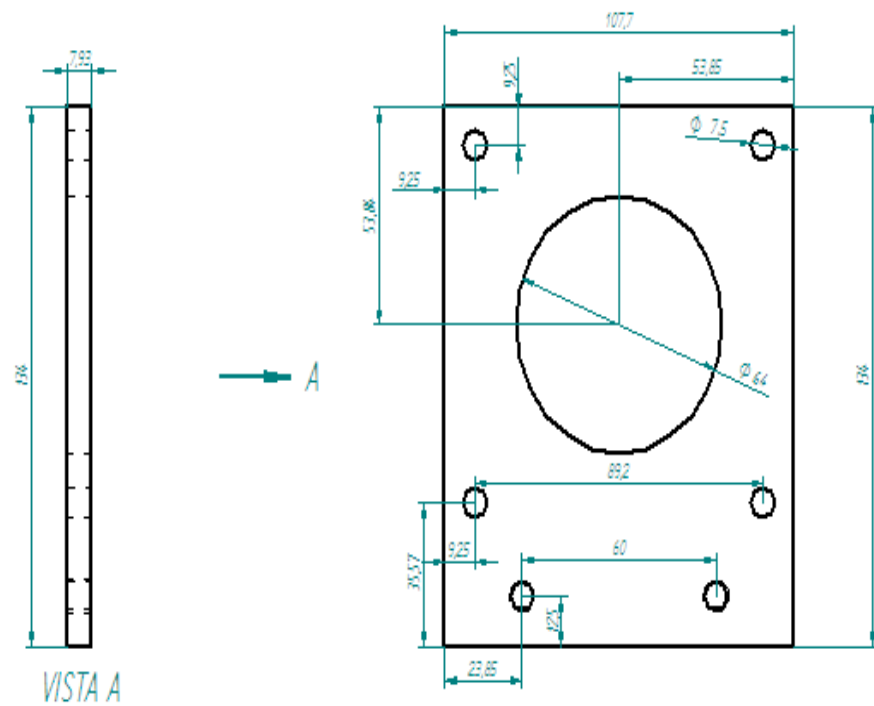


Base detalhe

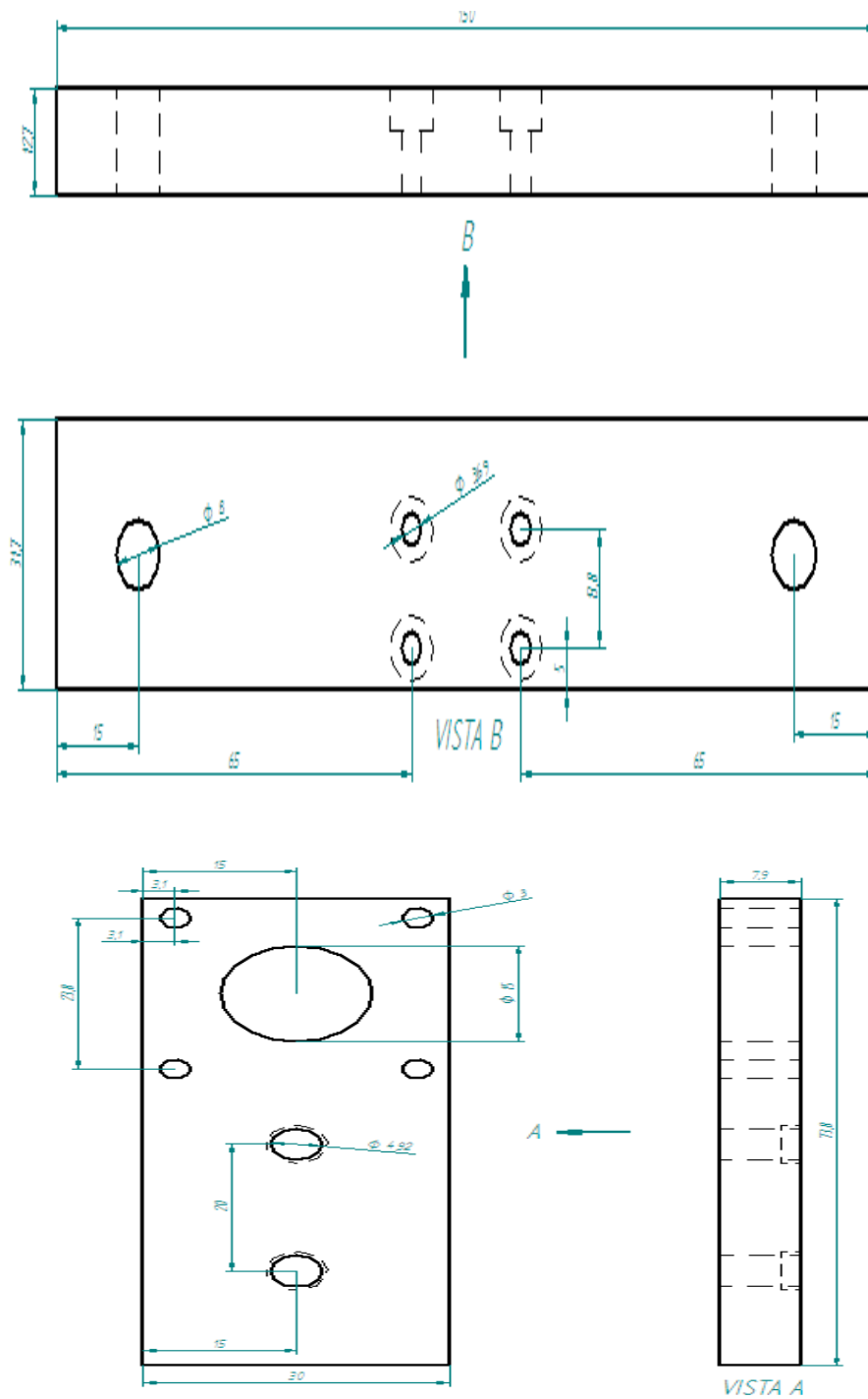


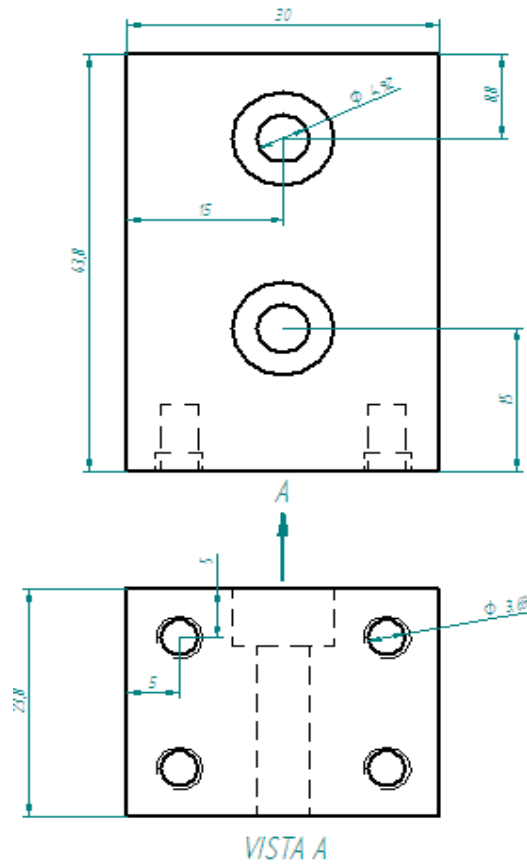


2.5 Base freno

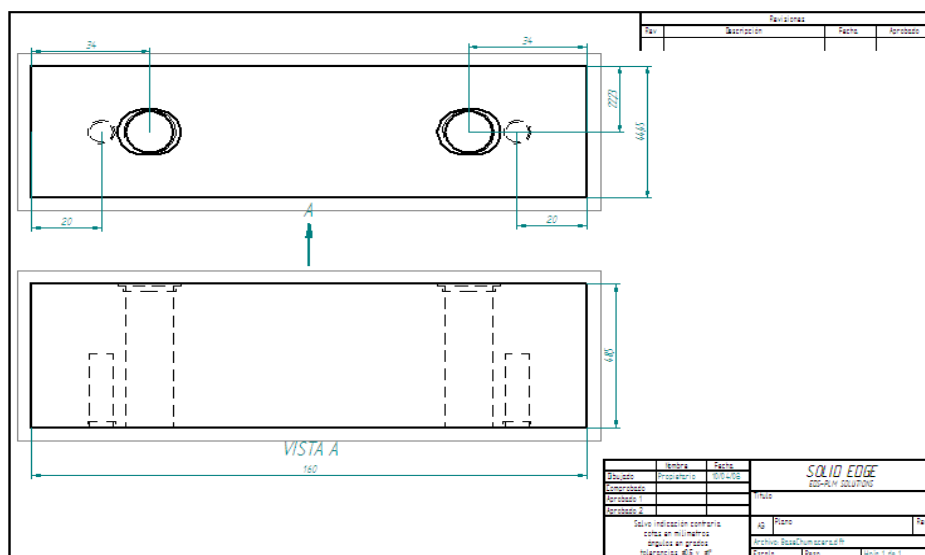


2.6 Base Tacogenerador

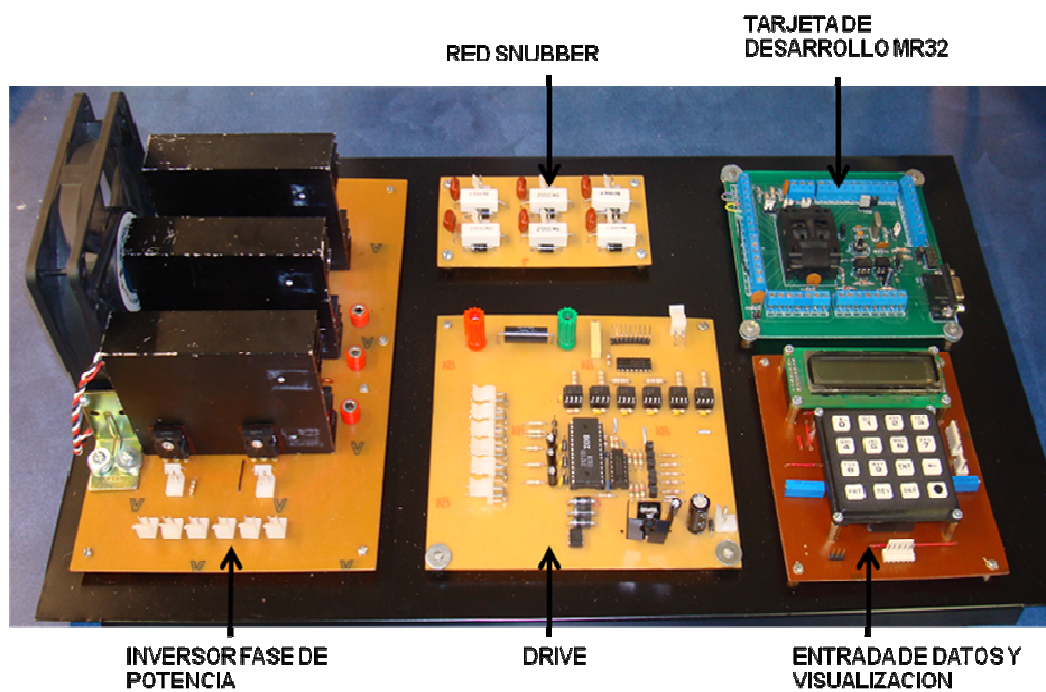




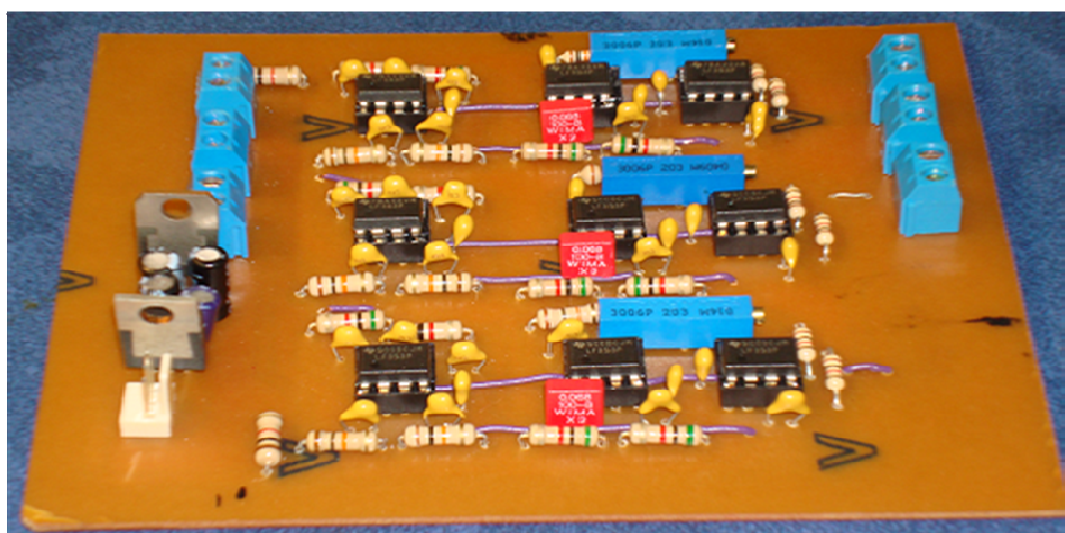
2.7 Base chumacera



Anexo C. Fotos tarjetas



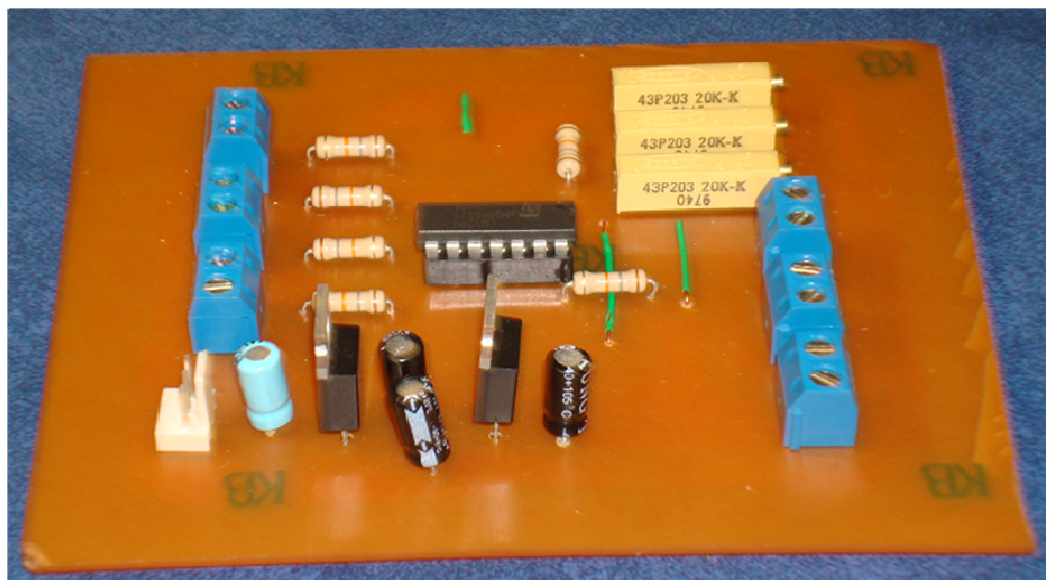
FILTRO BUTTER PASABAJO 6 ORDEN



SENSOR DE CORRIENTE

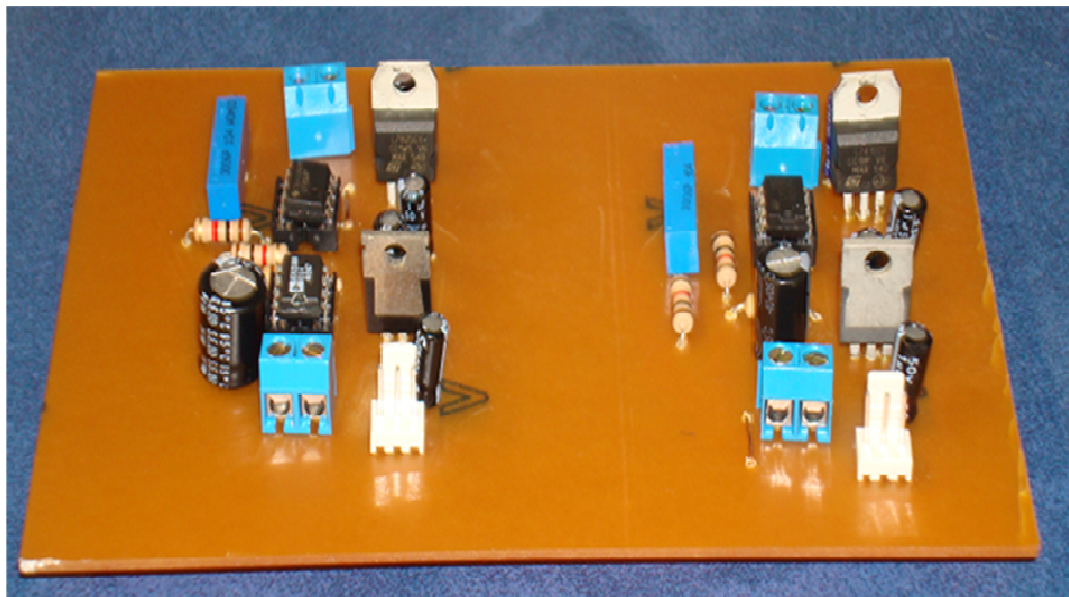


ACONDICIONAMIENTO SENSOR DE CORRIENTE

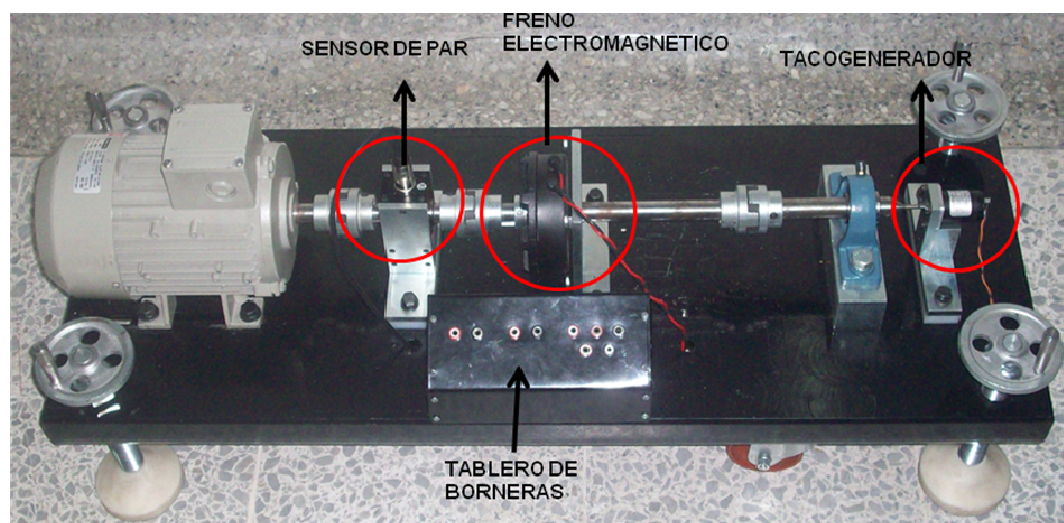


**ACONDICIONAMIENTO
SENSOR DE PAR**

**ACONDICIONAMIENTO
TACOGENERADOR**



Anexo D. Foto banco de pruebas



Anexo E. Financiación

Recurso	Existente	Solicitado
Elementos de escritorio y papelería	\$50.000.00	\$100.000.00
Comunicaciones (teléfono, fax, correo, Internet, etc.)	\$70.000.00	
Bibliografía	\$300.000.00	\$200.000.00
Software		
Visual Basic 6.0		
WinID 3.0	Download	
Matlab 5.0	100.000	
Pspice 9.1	Download	
Materiales		
Dispositivos	\$100.000.00	\$300.000.00
Tarjeta impresa		\$100.000.00
Integrados y circuitos		\$300.000.00
Estructura del montaje final		\$100.000.00
10.1 Equipos de Laboratorio	\$1'000.000.00	
10.2 Orientador		
Johnny Posada Contreras	\$886.480.00	
Horas solicitadas 2 x semana		
Sub Total:	2.506.480	\$1'100.000
Gran Total:	\$3'606.480	

Los recursos para la financiación de la tesis se consideran del proyecto de investigación *“Implementación de técnicas space vector modulation (SVM) en convertidores DC/AC aplicadas a los motores de inducción”*, ya que los resultados del proyecto de tesis soportarán y se usarán en el desarrollo del proyecto de investigación ya mencionado.